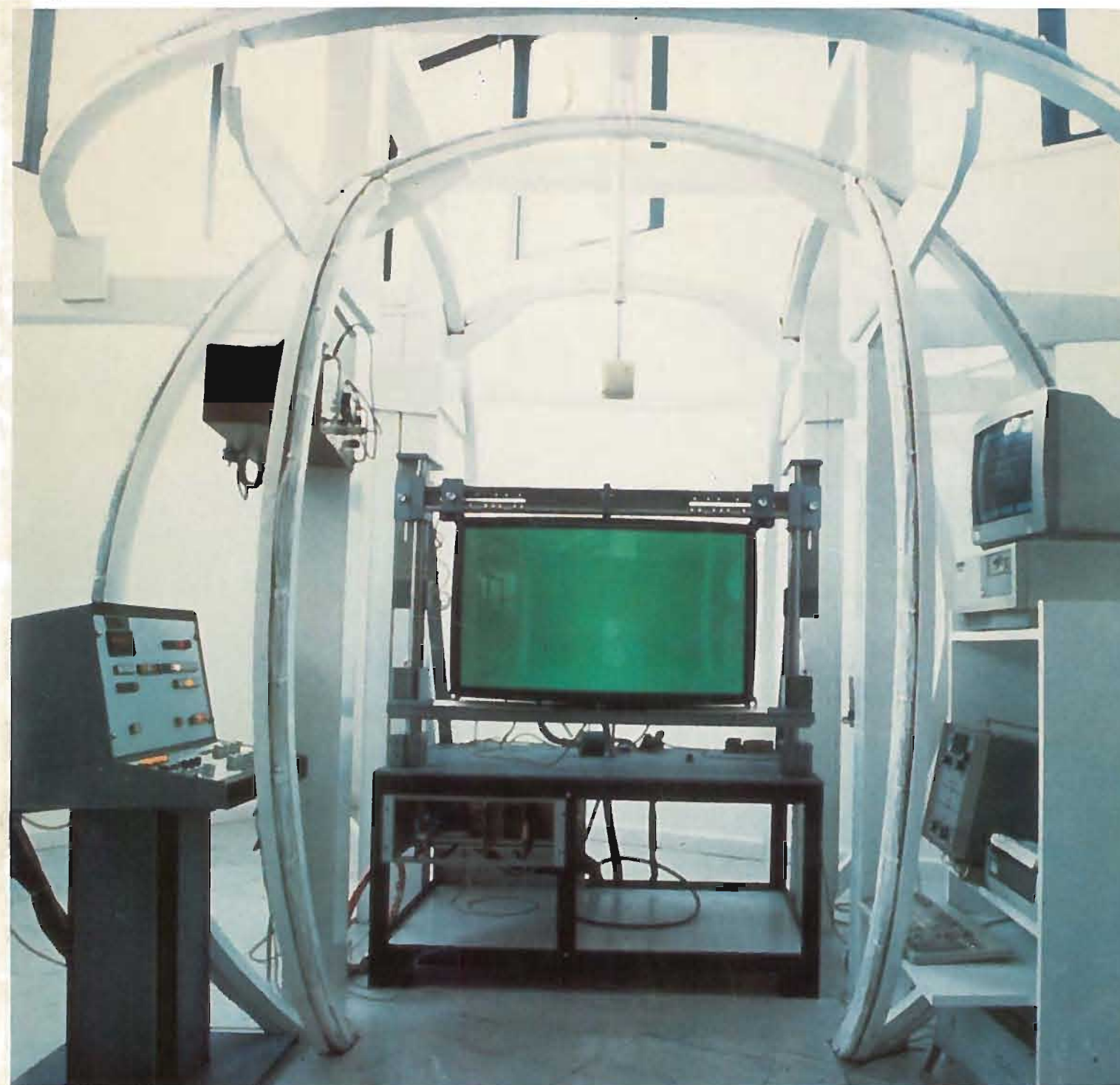
Spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, n. 2 - 2° sem. 1992

# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XLI NUMERO 2 - 1992 EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO L. 8000

**Postazione di misura per cinescopi di nuova generazione**

NUMERO 2 ANNO XLI

AGOSTO 1992

DA PAGINA 49
A PAGINA 96

# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI


CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88 00 (int. 31 32)
10135 TORINO

*Concessionaria esclusiva della pubblicità:*
SOC. PER LA PUBBLICITÀ IN ITALIA (SPI)
20121 MILANO - VIA MANZONI 37 - TEL. (02) 63131

*Distribuzione per l'Italia:*
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

**Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali**

Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

*Sommario:* *pagina*



I cinescopi di nuova generazione richiedono misure intensive, che devono essere eseguite su attrezzature specializzate.
La foto si riferisce ad una postazione di misura del laboratorio «Prodotto» della Videocolor di Agnani (Frosinone), che permette di valutare i nuovi cinescopi a formato cinematografico (16/9) sotto un campo magnetico controllato, in grado di simulare il campo terrestre di qualsiasi zona.
Ciò permette di ottimizzare il progetto del tubo catodico e di misurare l'efficienza dello schermaggio magnetico e del metodo di smagnettizzazione.

UNA COPIA L. 8000 (ESTERO L. 15000)
COPIA ARRETRATA L. 15000 (ESTERO L. 15000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 20000 (ESTERO L. 40000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO-C.C.P. N. 26960104
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6-11-1951

# LA RISOLUZIONE GLOBALE DEL CINESCOPIO NELLA TELEVISIONE AD ALTA DEFINIZIONE

CLAUDE PONS*

*SOMMARIO — Lo studio della risoluzione dei cinescopi moderni richiede un'approccio sistemistico per poter ottimizzare la qualità percepita. In una prima parte l'articolo esamina i principali elementi coinvolti: la valutazione dell'influenza delle dimensioni dello spot, vari modelli del sistema di percezione visiva (principalmente l'SQRI), e gli effetti della struttura dello schermo sulla qualità delle immagini. Successivamente, il modello SQRI è applicato a vari cinescopi 16:9 esistenti, da un modello correntemente impiegato in televisori commerciali a un tubo monitor professionale. I risultati mostrano differenze sostanziali tra i vari prodotti, ciascuno precisamente ottimizzato per determinare condizioni di utilizzo. Il metodo proposto permette di tenere conto correttamente delle condizioni operative, e risulta più valido dell'approccio classico che tende a definire una risoluzione intrinseca del cinescopio.*

*SUMMARY — **Global resolution of CRT's in the context of HDTV.** While classical studies, often dedicated to monitor CRT's, show that the resolution of picture tubes is mainly dependent on the mask pitch, modern television tubes require a more complete approach, including the effective conditions of vision, the effects of ambient light, and the requirements of high brightness, in order to optimize correctly the perceived quality of images. In a systems approach, this paper examines first the main elements involved. The influence of the spot size is presented; an equipment used for the measurement of the spot profile is described, and the usage of the MTF to estimate resolution is discussed. Models describing the properties of the visual perception system are reviewed: the CSF, and the jnd diagrams of Carlson and Cohen. The SQRI approach of PGJ Barten, correlated with subjective quality experiments, is described. The screen structure influence on picture quality is studied, including mask structure visibility, folded spectrum effects related to the mask pitch, and aliasing effects indirectly caused by the gamma correction. In a second part, the SQRI method is applied to typical 16:9 CRT's: a 86 cm version currently used on commercial receivers, a similar prototype with a reduced pitch mask, and an advanced 38.5 in professional monitor model. The conditions of application are described and discussed, and the effects of ambient light are considered. The results show clearly the differences of behaviour of the various tubes, each precisely optimised for specific conditions of use. The validity of the systems approach is confirmed. It allows to define a perceived resolution which takes into account fundamentally important operating conditions, rather than an intrinsic resolution which substantially ignores them.*

## 1. Introduzione

La risoluzione delle immagini prodotte dai televisori domestici, condizionata dalle prestazioni dei dispositivi di visualizzazione disponibili, sta assumendo una fondamentale importanza con l'avvento dell'Alta Definizione.

Sembra perciò utile analizzare i meccanismi in gioco e valutare i risultati ottenuti, con particolare riferimento al dispositivo più comunemente utilizzato, il tubo catodico a visione diretta (cinescopio).

Nel passato, la maggior parte dei calcoli sulla risoluzione dei cinescopi era relativa al loro impiego in monitor professionali, in cui erano considerate determinanti le limitazioni introdotte dal tubo.

La risoluzione era riferita alla possibilità di distinguere determinati dettagli (lettere, linee ravvicinate). Il modello di visione, se considerato, era per lo più limitato al caso della visione foveale a bassa distanza. Si è così sviluppato un corpo di teorie e di regole di progettazione che hanno portato a formule e conclusioni «classiche» in cui la risoluzione era determinata dal passo della maschera, a patto di utilizzare basse correnti di fascio per limitare le dimensioni dello spot, e di risolvere i problemi residui applicando delle compensazioni elettroniche («correzioni dinamiche») di complessità proporzionata alle prestazioni (di geometria, convergenze, colorimetria) richieste.

Il caso del cinescopio destinato ai televisori è sostanzialmente diverso:

— considerazioni di affidabilità, di stabilità e di costo sconsigliano l'impiego di correzioni dinamiche complesse, lasciando a carico dei componenti del cinescopio la maggior parte delle prestazioni;
— le condizioni usuali di visione implicano alte luminosità di schermo, quindi alte correnti di fascio. Riducendo eccessivamente il passo della maschera, si compromette l'efficienza luminosa, e si impongono correnti di fascio ancora maggiori, a danno della stessa risoluzione;
— la distanza di visione preferita diventa parametro essenziale del progetto, e ne dipendono le condizioni di funzionamento del sistema visivo. D'altronde, la qualità soggettiva delle immagini televisive, valutabile secondo procedure codificate con precisione, fa intervenire (per quanto riguarda la risoluzione) il grado di percezione complessivo dei dettagli dell'intera immagine, più della soglia di visibilità di un determinato dettaglio.

* Ing. Claude Pons della Videocolor SpA di Anagni (Frosinone). Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 18 ottobre 1991.





Perciò, il progetto del cinescopio destinato a equipaggiare i televisori di nuova generazione richiede scelte complesse, che impongono di collocarlo in un'ottica sistemistica. Devono infatti essere considerate:

— da un lato, le condizioni di visione, con le relative proprietà del sistema di percezione visiva;
— dall'altro, le caratteristiche statistiche delle immagini trasmesse, tenendo conto delle capacità dello standard considerato.

Su queste basi, il corretto dimensionamento dei parametri del cinescopio ha per finalità di ottimizzare il trasferimento dell'immagine allo spettatore, cercando di ottenere la massima qualità percepita (con particolare attenzione nel presente testo alla percezione dei dettagli). Il metro finale rimane la valutazione della qualità soggettiva delle immagini prodotte, in condizioni di osservazione che tengano conto dei comportamenti dell'utente finale.

I metodi di progettazione devono prendere in considerazione elementi misurabili o modelli di fondata validità, evitando regole o stime arbitrarie poco adatte a un campo ancora scarsamente esplorato. Nel presente articolo, ci si propone di presentare l'applicazione di questi principi agli elementi che maggiormente contribuiscono alla percezione dei dettagli: il profilo dello spot, le caratteristiche del sistema di percezione visiva (con i relativi modelli che aiutano a prevedere la qualità raggiungibile), e infine la struttura dello schermo.

Successivamente, i risultati ottenuti saranno applicati a prodotti specifici significativi, e in particolare a un modello della nuova generazione, di corrente produzione, mostrando come il cinescopio moderno è riuscito ad adempiere ai suoi nuovi compiti.

## 2. Il profilo dello spot

### 2.1 Generalità

Le dimensioni degli spot luminosi formati sullo schermo dall'impatto dei fasci elettronici hanno evidentemente una influenza fondamentale sulla risoluzione del cinescopio.

La semplice descrizione del contorno visibile può soltanto dare indicazioni molto approssimative. Per una caratterizzazione precisa, è indispensabile utilizzare il profilo dello spot, definito mediante la distribuzione di intensità luminosa L(x,y) che si potrebbe in principio rilevare sullo schermo senza intercettazione da parte della maschera.

Questi profili, rilevati a diverse correnti di fascio, permettono di calcolare l'influenza dello spot sulla risoluzione del tubo (usando per esempio trasformate di Fourirer bidimensionali). Ma, per le immagini televisive, si preferisce considerare separatamente la risoluzione orizzontale, dipendente dalla risposta complessiva in frequenza del sistema, e quella verticale, che dipende in primo luogo dallo standard di scansione utilizzato.

Si deve quindi sostituire al profilo bi-dimensionale P(x,y) dello spot fermo i profili di Ph e Pv di linee orizzontali e verticali che si potrebbero formare mediante scansioni dello stesso spot. Questi profili sono definiti (a meno di un fattore di normalizzazione) dalle formule:

$$Ph(y) = \int_{-a}^{a} L(x,y)dx, \qquad Pv(x) = \int_{-b}^{b} L(x,y)dy,$$

in cui i limiti a e b sono scelti in modo tale che i valori di L(x,y) siano trascurabili al di fuori del dominio (±a, ±b).

Si possono ottenere i profili Ph e Pv:

— per calcolo, conoscendo L(x,y);
— direttamente, per misure fotometriche sullo spot o su linee, effettuate rispettivamente attraverso fenditure o finestre puntiformi.

Vengono normalmente usate nei calcoli le trasformate di Fourier dei profili Ph(y) e Pv(x). Il modulo di queste trasformate, normalizzato a 1 alle frequenze basse, viene chiamato MTF (da «Modulation Transfer Function»). L'MTF è relativo a condizioni definite (linee orizzontali o verticali, corrente, colore, condizioni di polarizzazione, posizione sullo schermo). È espresso in funzione di frequenze spaziali (usualmente cicli/mm).

### 2.2 Difficoltà sperimentali

Il rilievo sperimentale del profilo dello spot è ostacolato da due difficoltà principali:

— la presenza della maschera, che nasconde circa l'80% dello spot;
— Il grande numero di misure necessarie: per ogni tubo, si devono considerare almeno 4 posizioni significative (centro, assi principali, diagonale), 5 livelli di corrente, 3 colori, cioè 60 profili di spot (o 120 profili di linee).

L'uso di telecamere è limitato dalla prima difficoltà: l'interpolazione nelle zone nascoste è impossibile per spots di dimensioni ridotte. Inoltre, la struttura granulare dei fosfori produce profili «rumorosi». La misura mediante spostamento di finestre o fenditure d'analisi è altresì impedita dalla presenza della maschera.

Rimangono pertanto due tipi di soluzioni:

— utilizzare dei tubi specialmente costruiti, con schermo monocromatico e maschera tagliata nelle zone di misura;
— su tubi normali, posizionare la finestra o fenditura di analisi in corrispondenza a una zona di fosforo normalmente illuminata dal fascio considerato, e rilevare il profilo desiderato mediante piccoli spostamenti tarati dello spot (o della linea luminosa).

La prima soluzione è costosa e limita fortemente il campo delle indagini possibili. Non permette la valutazione di prodotti normali, né la correlazione su singoli tubi tra dimensioni dello spot e risoluzione. La seconda costringe a delicate regolazioni per ogni colore e punto di misura.

Per ovviare a queste difficoltà è stato sviluppato un misuratore automatico di profilo dello spot, derivato da esperienze precedenti di regolazione automatica della convergenza dei cinescopi.

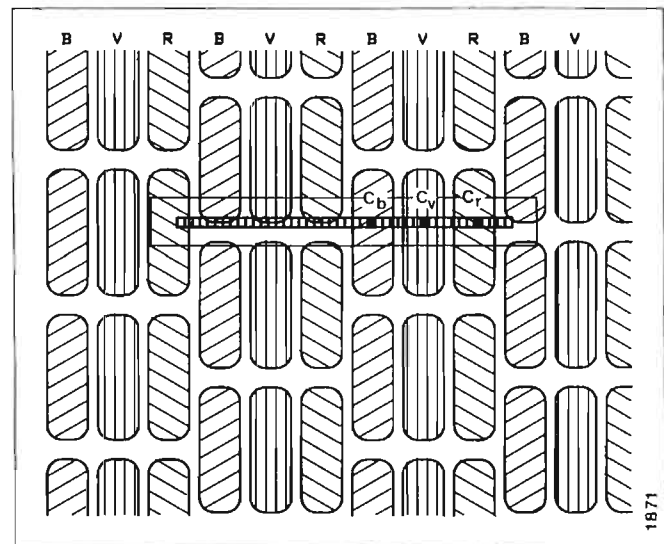
### 2.3 Rilievo automatico del profilo dello spot

In questo strumento si evita di dover posizionare con precisione la finestra d'analisi usando un dispositivo CCD lineare, posto orizzontalmente in un piano dove si forma, attraverso un obiettivo fotografico, l'immagine di una porzione ristretta dello schermo.

Se si crea un campo bianco uniforme nella zona di misura, un certo numero di segmenti della CCD sono eccitati da aree illuminate dei tre fosfori (vedi figura 1), ed è possibile scegliere tre pixel Cb, Cv e Cr approssimativamente centrati su zone luminose rispettivamente blu, verde e rossa. Le tre cellule così selezionate diventano finestre di analisi per i rispettivi colori. Ciascuna di esse copre una zona di schermo di circa 15 μm·15 μm.

Per il rilievo di un profilo, si procede ad una scansione dello spot a passi successivi secondo gli assi x e y, rispetto a una posizione centrata sulla finestra di misura. Ad ogni passo, lo spot viene eccitato da un breve imulso alla corrente scelta, e la cellula precedentemente selezionata è letta, fornendo il valore L(x,y) relativo. I passi consecutivi sono separati da un intervallo di 20 msec, per evitare l'effetto dei campi magnetici spuri a 50 Hz che, provocando microspostamenti dello spot, limiterebbero la precisione delle misure.

Nelle condizioni correnti di impiego, il profilo dello spot è rilevato in 225 punti (15·15). La misura di un profilo impiega quindi 4, 5 secondi. Una volta posta la testa di misura sulla posizione scelta, tutte le operazioni di selezione, centraggio, polarizzazione, misura ed elaborazione dei dati proseguono automaticamente per i tre colori e per tutti i valori di corrente di fascio selezionati. In figura 2 sono mostrati degli esempi delle numerose informazioni disponibili.

Dato che le letture sono fatte per ogni colore su un punto fisso dello schermo, vengono eliminate le fluttuazioni dovute alla struttura granulare dei fosfori. Prove di ripetibilità, fatte su una serie di 100 rilievi di profili di linee, hanno fornito per le larghezze misurate a vari livelli deviazioni standard inferiori all'1% anche per le zone esterne delle linee (a 2% del picco di intensità).

In questo modo si riesce ad ottenere, con relativa facilità, una considerevole quantità di informazioni che si rivelano preziose nello studio degli spots e della loro influenza sulla risoluzione del cinescopio. Le misure dettagliate infatti permettono di affrancarsi da ipotesi semplificatrici di sposts gaussiani o di «larghezze equivalenti al 5%», spesso arbitrarie, e soprattutto di definire precise relazioni tra forma dello spot e corrente (quindi luminosità), che hanno un ruolo fondamentale nella determinazione della qualità delle immagini.

### 2.4 Applicabilità dell'MTF

L'applicazione delle trasformate di Fourier dei profili dello spot allo studio delle immagini formate sullo schermo, che sembra una derivazione naturale della teoria dei sistemi lineari, deve tenere conto di una contraddizione di base: l'MTF è fortemente dipendente dalla corrente di fascio. Ciò dovrebbe precludere il suo impiego per segnali d'ampiezza elevata (con l'unica eccezione dei segnali rettangolari in cui la corrente di fascio passa da zero a un valore costante).

Tuttavia questa restrizione non è usualmente grave per i seguenti motivi:

— per i segnali d'ampiezza importante, le limitazioni introdotte dallo spot sono dominate dal contributo delle zone vicine ai picchi di corrente. Perciò, applicando la teoria lineare con un MTF corrispondente al valore massimo del segnale, si ottiene una approssimazione valida del risultato, derivandone peraltro una valutazione per difetto della qualità dell'immagine;

— queste limitazioni sono sensibili soltanto alle frequenze spaziali alte, dove è poco probabile la presenza di ampiezze importanti, sia per le proprietà delle stesse immagini naturali, sia per la necessità di evitare difetti visibili (discussioni più avanti) dovuti ai filtraggi applicati, alla trasmissione e nel ricevitore, successivamente alla correzione di gamma.

Una conferma del basso peso dei segnali alle frequenze alte è fornita da C. R. Carlson e R. W. Cohen (bibl. 1), che hanno analizzato la distribuzione spettrale in potenza della luminanza in 29 scene tipiche, riscontrando attenuazioni in $1/f^2$ dopo frequenze di transizione («roll-off») comprese tra 1 e 10 cicli per larghezza d'immagine.

Si può pertanto confermare la validità generale dell'MTF dello spot come mezzo di valutazione della risoluzione del cinescopio.

## 3. Proprietà del sistema di percezione visiva

### 3.1 Soglia di percezione di un reticolo sinusoidale

La risoluzione del sistema visivo può essere definita in termini di risposta in frequenza, utilizzando come livello di riferimento la soglia di percezione. A questo scopo, si osservano a varie distanze dei reticoli sinusoidali formati con diversi contrasti. Le linee del reticolo sono usualmente verticali, perciò la luminanza segue la legge:

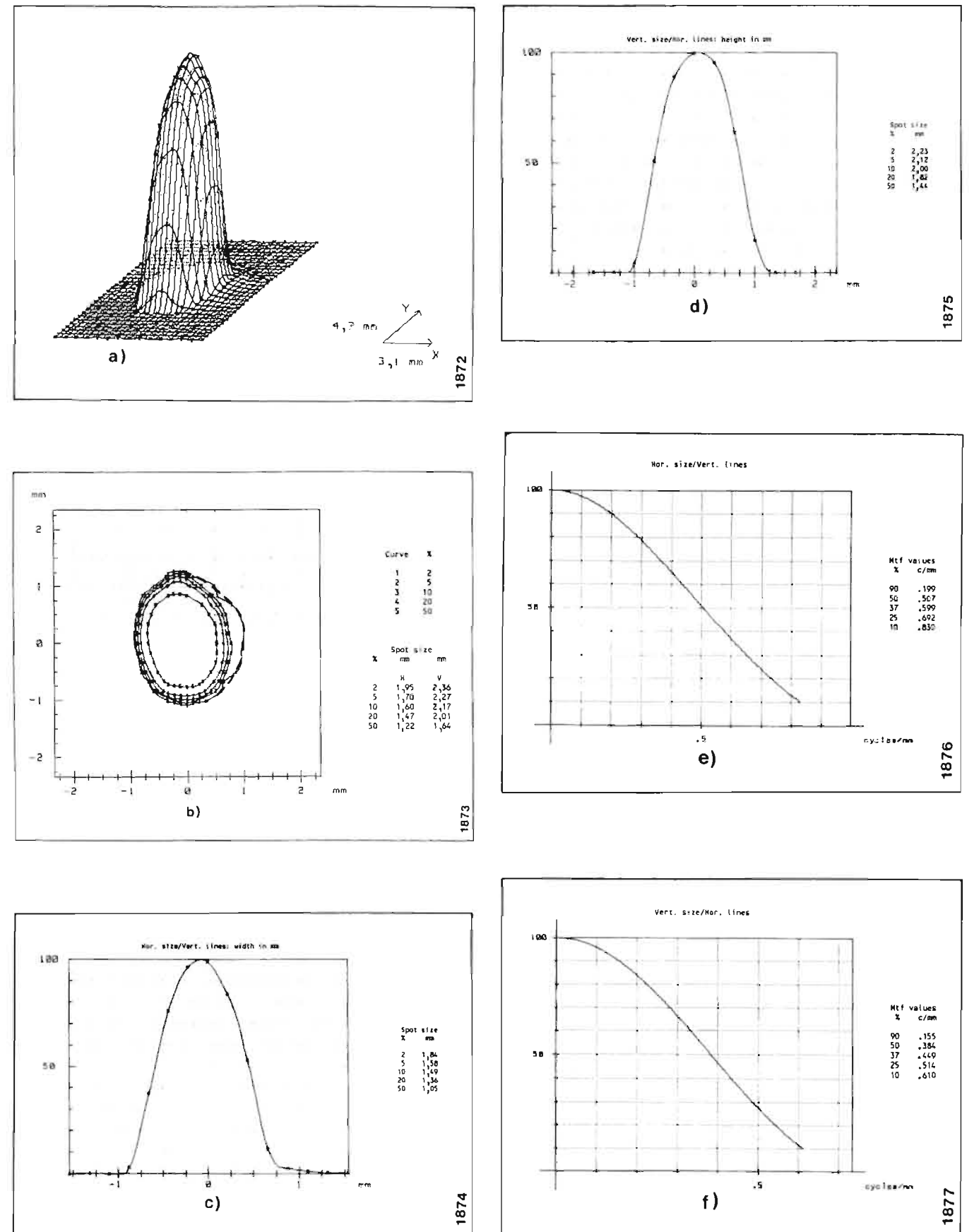
Fig. 1 — Rilievo automatico del profilo dello spot: selezione delle finestre d'analisi Cb, Cv e Cr.





Fig. 2 — Esempio delle informazioni ottenute da un rilievo: profilo dello spot (a), curve di livello (b), profili delle linee verticali (c) e orizzontali (d), MTF relativi (e), (f).

$$L = L_0\,(1 + m \text{ sen } 2\,\pi\, fx)$$

in cui $L_0$ è la luminanza media, f la frequenza spaziale del reticolo, e m il contrasto.

Si può così tracciare la variazione della soglia di sensibilità dell'occhio, espressa in constrato, in funzione della frequenza spaziale angolare del reticolo, riferita all'occhio dell'osservatore (vedi figura 3). Le curve così ottenute sono usualmente chiamate CSF (da «Contrast Sensitivity Function»). Si noterà che in queste curve la scala dei contrasti è invertita, per dare alle ordinate il senso di una sensibilità.

Il risultato è funzione della luminanza media del reticolo e dell'angolo sotto il quale è vista l'intera immagine (bibl. 2) (si vedano le figure 4 e 5).

Si può osservare che, alle frequenze inferiori a circa 3 cicli/grado, l'occhio si comporta come un differenziatore. Ciò spiega correttamente il noto fenomeno di Mach. Per le frequenze superiori a 10 cicli/grado, al funzionamento da integratore corrisponde il filtraggio visivo delle strutture fini.

Questo metodo, che comporta necessariamente l'esame di una immagine estesa, rappresenta condizioni di visione più valide delle classiche misure di acutezza visiva, oltre a fornire chiaramente informazioni più complete e adatte al presente scopo.

### 3.2 Il modello di Carlson e Cohen

Le valutazioni al di sopra del limite di visibilità fanno intervenire un'analisi incrementale basata sulla soglia di percezione della differenza tra due situazioni osservate simultaneamente, chiamata jnd (da «Just Noticeable Difference»). Più precisamente, un jnd misura la differenza che sarà percepita dal 75% degli osservatori. Si può così costruire una scala per ogni tipo di parametro. Secondo gli autori già citati (bibl. 1), 3 jnd saranno percepiti da 99% degli osservatori, e 10 jnd saranno notati come una differenza importante. Una differenza inferiore a 1 jnd non sarà significativa.

Fig. 4 — Soglia di sensibilità dell'occhio: effetto della luminanza media.

C. R. Carlson e R. W. Cohen (bibl. 1) hanno accertato la validità di un modello psicofisico di visione basato su lavori iniziali di F. W. Campbell e J. G. Robson (bibl. 3), applicandolo a numerosi esperimenti di percezione visiva. Il modello considerato (bibl. 4) include dei ricevitori selettivi (in termini di frequenze spaziali), nei quali agiscono delle sorgenti di rumore e un rivelatore non lineare (supposto quadratico), seguito da un integratore.

Da questo modello è stato derivato un metodo di valutazione che utilizza dei diagrammi sui quali si riporta l'MTF del dispositivo in esame; tali diagrammi permettono di prevedere le differenze tra le risoluzioni percettibili (espresse in jnd) corrispondenti a determinate combinazioni di parametri (bibl. 1 e 5).

Il metodo è d'applicazione molto estesa. Incorpora l'effetto di numerosi parametri: luminanza media, distanza, larghezza dell'immagine, rumore. Fornisce valutazioni numeriche preziose, ma la sua applicazione suppone una certa specializzazione ed è limitata dalla necessità di possedere un elevato numero di diagrammi per coprire situazioni diverse. Infine, sono state rilevate certe discrepanze con i risultati sperimentali.

Fig. 3 — Soglia di sensibilità dell'occhio: curva tipica (CSF).

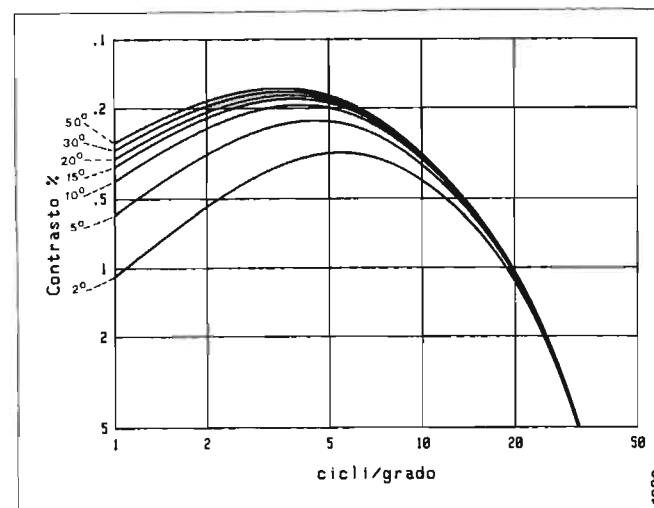



Fig. 5 — Soglia di sensibilità dell'occhio: effetto della dimensione angolare dell'immagine.





### 3.3 Il metodo SQRI

P. G. J. Barten, partendo dall'analisi di Carlson e Cohen, ha proposto (bibl. 6) di formare una scala universale di jnd rappresentando la risoluzione percepita con una funzione J definita dal seguente integrale:

$$[1] \qquad J = C \int_0^{u_{max}} (M/Mt)^m \frac{du}{u}$$

in cui:

- J è espresso in jnd;
- M(u) è l'MTF del display;
- Mt(u) è la soglia di visibilità dell'occhio espressa in contrasto (l'inverso del CSF espresso in sensibilità);
- u è la frequenza spaziale angolare riferita all'occhio dell'osservatore;
- umax è la massima frequenza tramessa dal sistema.

Ulteriori considerazioni portavano alla scelta dei valori 1/ln 2 per C e 1/2 per m. Quest'ultimo valore ha fatto dare alla formula [1] il nome di SQRI (da «Square Root Integral»). L'autore forniva anche una espressione analitica per Mt(u), che coincideva con i risultati sperimentali noti.

La validità della formula era confermata dall'aderenza ai dati sperimentali di Carlson e Cohen e dalla corretta previsione dei risultati di un esperimento sulla sensibilità dell'occhio al grado di focalizzazione di un televisore.

In un lavoro successivo (bibl. 7), l'autore introduceva l'effetto della dimensione dell'immagine, studiato in (bibl. 2), e teneva conto di nuovi esperimenti di qualità soggettiva. Otteneva così la formulazione aggiornata seguente:

$$[2] \qquad J = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{u_{max}} \sqrt{\frac{M(u)}{Mt(u)}}\, \frac{du}{u}, \text{ con}$$

$$[3] \qquad Mt = 1/au \exp(-bu) \sqrt{1 + c\exp(bu)}, \text{ in cui}$$

$$a = \frac{540(1 + 0{,}7/L)^{-0{,}2}}{1 + 12/[w(1 + {}^{u}/_{3})^2]}$$

$$b = 0{,}3(1 + 100/L)^{0{,}15}$$

$$c = 0{,}06.$$

L è la luminanza del display in $Cd/m^2$
w è la dimensione angolare del display in gradi, riferita all'osservatore
u è espresso in cicli/°.

Le curve di CSF ottenute con questa formulazione di Mt sono rappresentate per varie luminanze (vedi figura 4) e varie dimensioni angolari dell'immagine (vedi figura 5). Esse approssimano molto bene i dati sperimentali pubblicati, per un notevole intervallo di variazione dei parametri.

A parte qualche precauzione da adottare nell'integrazione numerica per i valori di u vicine a 0, il calcolo di J è semplice e discretamente rapido.

### 3.4 Correlazione con la qualità soggettiva

In (bibl. 8), P. G. J. Barten mostra una ottima correlazione tra i risultati di misure soggettive della qualità di immagini ottenute mediante proiezione di diapositive e i valori di J fornite dalla formula [2], avvalorando così ipotesi precedenti di una relazione lineare tra qualità soggettiva e scala di jnd.

Un'altra correlazione con esperimenti classici sulla variazione della qualità soggettiva di immagini televisive in funzione del numero di linee di scansione e della distanza di osservazione, permetteva all'autore di proporre una corrispondenza con la scala di valutazione NHK, in cui un gradino NHK risulta equivalente a 7 jnd. (114 jnd = «rather poor», 121 jnd = «fairly good», 128 jnd = «good», 135 jnd = «excellent»).

Anche se nulla autorizza a conferire alla scala di jnd fornita da questo metodo la proprietà di esprimere una misura assoluta della qualità soggettiva, la fondatezza delle assunzioni di partenza, e le numerose correlazioni accumulate in situazioni diverse fanno ritenere che l'SQRI sia un modello affidabile capace di fornire previsioni esatte dell'effetto relativo di molti parametri sulla qualità percepita.

### 3.5 Modalità d'applicazione alle immagini televisive

Le equazioni [2] e [3] sono espresse sotto una forma generale. È necessario definirne le condizioni precise d'applicazione (bibl. 8):

- l'MTF del display M(u) risulta dall'effetto combinato della risposta complessiva in frequenza del ricevitore con l'MTF dello spot.
- w, angolo sotto il quale è vista l'immagine, è calcolato sulla base di una dimensione equivalente, uguale alla radice quadrata dell'area (per insufficienza di dati, l'effetto del rapporto d'immagine non è stato incluso nel modello).

La luminanza L è definita come il doppio della luminanza media dell'immagine. Coincide col valore massimo per distribuzioni di luminanza equilibrate, ma si discosta da eventuali valori elevati isolati (questa scelta sarà discussa più avanti).

La frequenza angolare massima umax dipende dal numero di elementi che possono essere trasmessi nella zona visibile dello schermo, ed è calcolata sulla base delle dimensioni del campo utile e della distanza di osservazione. Nel caso generale in cui le risoluzioni orizzontale e verticale sono diverse, si utilizza il valore $u_{max} = 2/(1/u_h + 1/u_v)$:

- $u_v$ è basato sul numero di righe di scansione presenti nel campo visibile, corretto dal fattore di Kell;
- $u_h$ è basato sul numero di pixel trasmessi nella porzione visibile della riga, oppure sulla frequenza massima del segnale di luminanza riferita alla durata della parte utile della scansione.

Le frequenze angolari u sono espresse in cicli per grado (un ciclo contiene ovviamente due righe o due pixel).

## 4. La struttura dello schermo

### 4.1 Generalità

Gli schermi della maggior parte dei dispositivi di visualizzazione possiedono strutture periodiche. In particolare, le immagini formate sullo schermo dei cinescopi hanno una struttura fine determinata dalla maschera.

Ciò può creare due tipi di disturbi:

- a distanze ridotte questa struttura diventa visibile, specialmente su campi uniformi o aree estese;
- nelle porzioni dell'immagine a dettaglio fine e contrasto elevato, si rischia la formazione di disturbi visibili a causa dell'interazione tra la struttura dell'immagine e quella dello schermo, potenzialmente aggravati da effetti legati alla correzione di gamma.

### 4.2 Visibilità

La distanza alla quale cessa di essere visibile la struttura dello schermo è una caratteristica importante del cinescopio. Per ottenere dati significativi e aggiornati, si è proceduto a un esperimento [9] al quale hanno partecipato complessivamente 42 persone.

Due tubi, con passo di schermo di 0,60 e 0,74 mm, sono stati esaminati formando, con una scansione interlacciata a 1250 righe/50 Hz, un campo bianco di 300 m · 400 mm. La luminanza dello schermo era di 50 Cd/m², l'illuminazione incidente di 100 Lux. La distribuzione delle distanze critiche $d_s$ ottenute è rappresentata in figura 6. Si può osservare che 90% delle persone non vedono più la struttura dello schermo a distanze di 1,6 m e 1,85 m, rispettivamente per passi di schermo di 0,60 e 0,74 mm.

Prima dell'esperimento si era verificato, su un campione ridotto di 20 persone, l'effetto potenziale di condizioni sperimentali diverse (luminanza di schermo di 50 e 340 Cd/m², illuminazione di 20 e 100 Lux, campo verde e bianco, scansione interlacciata e progressiva), senza trovare differenze statisticamente significative nel contesto scelto.

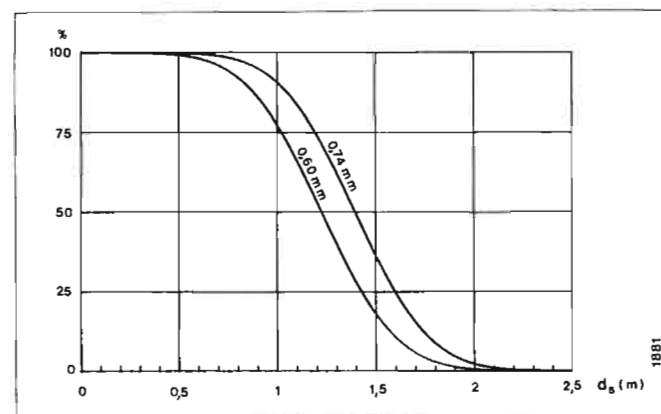



Fig. 6 — Distribuzione delle distanze limite $d_s$ di visibilità della struttura dello schermo, per passi di schermo di 0,60 mm e 0,74 mm.

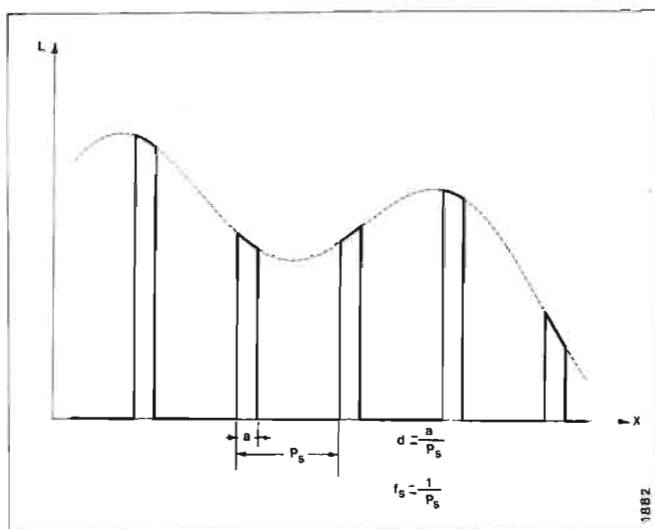



Fig. 7 — Campionamento spaziale del segnale di luminanza L da parte della maschera; a è la larghezza delle strisce di fosforo (caso della matrice nera), $p_s$ è il passo di schermo.

### 4.3 Analisi dell'immagine formata sullo schermo

Nel cinescopio, l'immagine è formata attraverso le aperture della maschera o delle linee nere della matrice. Il risultato è un campionamento spaziale del segnale di luminanza (vedi figura 7). Nella figura (relativa ad un segnale monocromatico), a è l'apertura della maschera (o della matrice), $p_s$ è il passo dello schermo; l'apertura di campionamento $d = a/p_s$ è legata alla trasparenza del sistema, che determina la luminosità del cinescopio. Usualmente, d ha un valore vicino a 0,2.

Se $f_s = 1/p_s$ è la frequenza spaziale associata alla struttura dello schermo, lo spettro corrispondente a questa struttura è composto di righe a frequenza $N \cdot f_s$ e di ampiezza $d \cdot \text{sinc}(N \cdot d)$. In particolare, la riga a frequenza 0 ha per ampiezza d e quella a frequenza $f_s$ ha un'ampiezza vicina a 0,9 d.

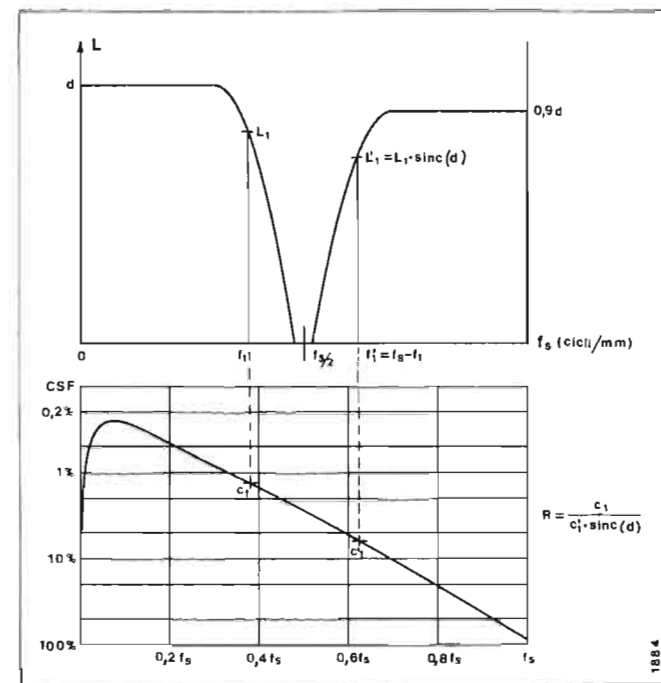
Lo spettro del segnale luminoso che sarebbe formato in assenza di una struttura di schermo è determinato dallo spettro del segnale (in corrente) applicato al cannone, corretto dall'MTF del cannone stesso. Dopo campionamento, questo spettro sarà riprodotto da entrambi le parti di ogni riga dello spettro relativo alla struttura dello schermo (vedi figura 8), con un livello proporzionale all'ampiezza della riga stessa.

Fig. 8 — Spettro del segnale di luminanza corrispondente al campionamento descritto in figura 7.

Lo spettro di figura 8 (eventualmente completato delle informazioni sulla fase) rappresenta esattamente l'immagine formata sullo schermo. In particolare, quando il segnale luminoso prima del campionamento non contiene frequenze superiori a $f_s/2$, l'immagine non presenta fenomeni di aliasing; in queste condizioni, un eventuale filtraggio ideale a frequenza $f_s/2$ successivo al campionamento permetterebbe di percepire una immagine priva di ogni disturbo dovuto alla struttura dello schermo. In pratica, questo filtraggio, proveniente dal sistema di percezione visiva, non può assumere caratteristiche ideali. Inoltre, anche un filtraggio ideale potrebbe essere vanificato da altri effetti collegati alla correzione di gamma.

È perciò necessario studiare più in dettaglio l'immagine percepita nelle condizioni effettive di osservazione.

### 4.4 Condizioni di studio dell'immagine percepita

Molti autori hanno valutato l'immagine formata attraverso la maschera soltanto a livello dello schermo. Studiando la risposta ad opportuni segnali, si può definire l'equivalente di un MTF della maschera. Ma i valori ottenuti sono fortemente dipendenti dalla fase del segnale rispetto alla maschera, specialmente per le frequenze alte. Si considerano perciò due MTF (minimo e massimo) (bibl. 10), oppure un MTF medio che porta alla nozione di «dimensione effettiva dello spot» (bibl. 8). Si deve notare che questi metodi, spesso utilizzati per riassumere l'effetto della struttura dello schermo, possono essere rappresentati da uno spettro simile a quello di figura 8, di cui la maggior parte sarà in realtà filtrata dall'occhio dello spettatore. Perciò il valore ottenuto, già alquanto indeterminato, sarà poco rappresentativo dell'immagine percepita, soprattutto se televisiva.

Altri autori (bibl. 11) tengono conto delle caratteristiche del sistema visivo, e definiscono le varie modulazioni percepite risultanti mediante istogrammi. Il metodo è molto più rigoroso, ma l'informazione ottenuta è complessa e ancora di scarsa utilità per immagini televisive.

Si è visto che a condizione di eliminare le frequenze superiori a $f_s/2$, l'occhio è in grado di ricostruire senza disturbi l'immagine trasmessa. Ma una tale restrizione è penalizzante, perché corrisponde ad una eccessiva distanza di visione, doppia della distanza $d_s$ alla quale la struttura dello schermo cessa di essere visibile. D'altra parte, non ha senso parlare di qualità delle immagini osservate a distanze inferiori a $d_s$: quando la struttura dello schermo è visibile, la percezione dei dettagli è certamente compromessa.

Perciò sembra conveniente studiare gli effetti della struttura dello schermo proprio alla distanza di osservazione $d_s$. È il caso limite della distanza più critica per poter osservare eventuali difetti, rimanendo in condizioni di visione accettabili.

Fig. 9 — Analisi dell'immagine percepita a distanza $d_S$. Al segnale di luminanza $L_1$ a frequenza $f_1$ corrisponde un segnale di disturbo $L'_1$ a frequenza $f'_1$; le sensibilità $C_1$ e $C'_1$ dell'occhio a queste due frequenze permettono di calcolare il rapporto R utilizzato per stimare la protezione contro il disturbo alla frequenza $f'_1$.

### 4.5 Analisi dell'immagine osservata a distanda $d_s$

Per definizione, a distanza $d_s$ le frequenze superiori a $f_s$ non sono percepite. È perciò sufficiente studiare lo spettro nell'intervallo $0 \div f_s$, rappresentato in figura 9 (nell'ipotesi di assenza di aliasing). Nella stessa figura è riportata la curva di sensibilità dell'occhio (CSF). Sempre per definizione, il contrasto limite percepito alla frequenza $f_s$ è quello presentato dallo schermo tra zone illuminate e zone mascherate, e può essere stimato a un valore vicino a 100%. In queste condizioni, il contrasto limite alla frequenza $f_s/2$ è dell'ordine di 3%, e parte dello spettro ripiegato, compreso tra le frequenze $f_s/2$ e $f_s$, sarà visibile.

In particolare (vedi figura 9), a un segnale utile di luminanza d'ampiezza $L_1$ a frequenza $f_1$ corrisponderà un segnale di disturbo a frequenza $f_1' = f_s - f_1$, d'ampiezza $L_1 \cdot \text{sinc}(d)$. Il rapporto S delle sensibilità dell'occhio alle frequenze $f_1$ e $f_1'$ può essere valutato a mezzo della CSF, e l'espressione $R = S/\text{sinc}(d)$, riportata in figura 10 in funzione di $r = f_1/(f_s/2)$, permette di stimare il rapporto tra segnale utile e disturbo percepiti.

Si può notare che questo fenomeno si manifesta con l'apparizione di segnali spuri a frequenze alte, con effetti (alla distanza $d_s$) apprezzabili soprattutto per valori di r vicini a 1, cioè per l'estremità dello spettro utile dove l'ampiezza dei segnali è di regola molto modesta. È difatti piuttosto difficile osservarlo sulla maggior parte delle immagini; se presente, appare sotto l'aspetto di una struttura periodica sovrapposta a certi dettagli fini. L'effetto scompare rapidamente quando aumenta la distanza di visione.

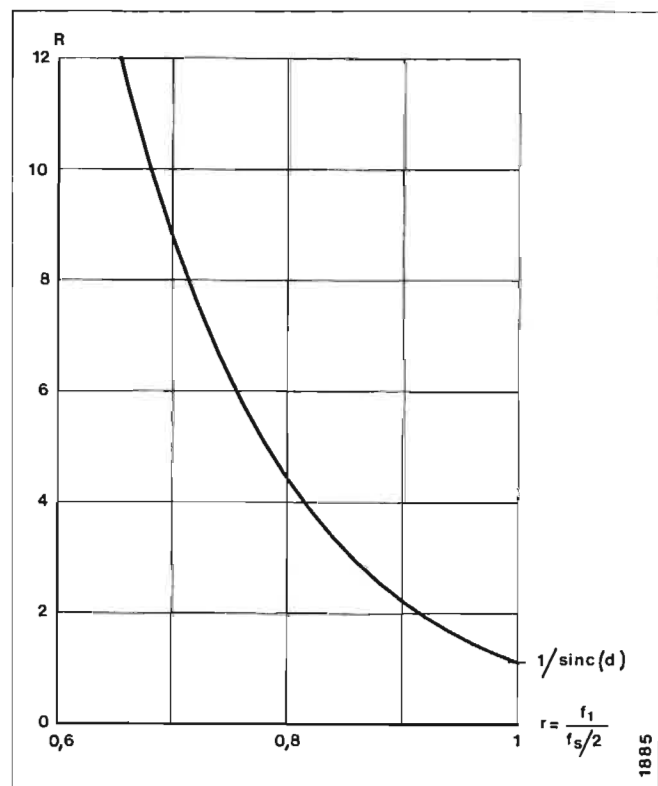



Fig. 10 — Variazione di R in funzione di $r = f_1/(f_s/2)$.

## 4.6 DISTURBI LEGATI ALLA COMPENSAZIONE DI GAMMA

La non-linearità della caratteristica corrente-tensione del cannone ha portato ad applicare una correzione di gamma prima della trasmissione: per riprodurre un segnale sinusoidale a frequenza $f_a$, è necessario trasmettere un segnale contenente armoniche di $f_a$, in modo tale da ottenere nel ricevitore una corrente di fascio sinusoidale.

Per i segnali con frequenze $f_a$ nella parte alta dello spettro trasmesso, le armoniche relative saranno attenuate, e di conseguenza la corrente di fascio sarà distorta, contenendo a sua volta armoniche di $f_a$. Se l'MTF del cannone ha valori non trascurabili a quelle frequenze, le armoniche saranno presenti anche nel segnale di luminanza (vedi figura 11), creando un pericolo di aliasing. Infatti, il campionamento dovuto alla struttura dello schermo potra introdurre nell'intervallo $0,f_s$ frequenze spurie come $|f_s - 2f_a|$ e $|f_s - 3f_a|$.

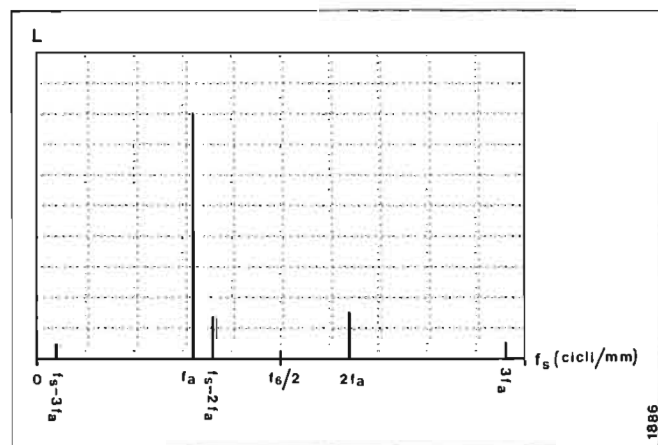



Fig. 11 — Spettro relativo alle armoniche create dalla correzione di gamma.

Se le frequenze spurie risultanti sono alte, valgono le considerazioni fatte nel capitolo 4.5, e il difetto sarà scarsamente visibile. Invece se $f_a$ è vicino a $f_s/2$ oppure $f_s/3$, si rischia la presenza di frequenze spurie basse e quindi in grado di provocare disturbi visibili anche a basso contrasto e grande distanza. Tuttavia, le frequenze fondamentali vicine a $f_s/2$ sono in pratica fortemente attenuate e l'MTF del cannone è quasi sempre tale da eliminare le armoniche di luminanza vicine a $f_s$.

Sulla base di quanto esposto, una protezione assoluta nel ricevitore non è realizzabile, ed esistono sempre possibilità, pur poco frequenti, di ottenere a causa della nonlinearità del sistema figure spurie visibili, anche a distanza elevata.

## 4.7 OTTIMIZZAZIONE DELL'AMPLIFICATORE VIDEO

Si è visto che il meccanismo di visione a distanze $d_s$ fornisce una protezione sostanzialmente autonoma contro effetti parassiti apprezzabili, tranne il caso di immagini con caratteristiche eccezionali (o di particolari segnali di prova).

Questa analisi è stata confermata dallo studio di numerose immagini fisse in alta definizione, osservate a distanza $d_s$ su cinescopi con passo di schermo di 0,74 e 0,60 mm. Queste immagini erano fornite da una memoria di quadro funzionante a standard 1250:50:2 con una banda di luminanza di 36 MHz. Il ricevitore aveva una banda passante video piatta fino a frequenze da 0,7, a 0,8 $f_s$, quindi troppo alta per offrire una protezione efficiente contro i fenomeni di aliasing descritti precedentemente. Non sono stati osservati disturbi apprezzabili sulle immagini; invece classiche figure di Moiré erano visibili a bassa corrente di fascio su reticoli sinusoidali a forte contrasto.

Anche se non è indispensabile nella maggior parte dei casi per evitare fenomeni spuri visibili, un adeguato filtraggio nell'amplificatore video può tuttavia essere usato per ridurre la probabilità di tali disturbi. Infatti, una attenuazione delle frequenze superiori a 0,4 $f_s$ è in grado di ridurre gli effetti descritti in 4.5, mentre può rendere trascurabile il pericolo di aliasing menzionato in 4.6 per le frequenze fondamentali vicine a 0,5 $f_s$. Invece, può essere utile aumentare leggermente il guadagno alle frequenze intermedie per compensare l'abbassamento dell'MTF (correzione d'apertura).

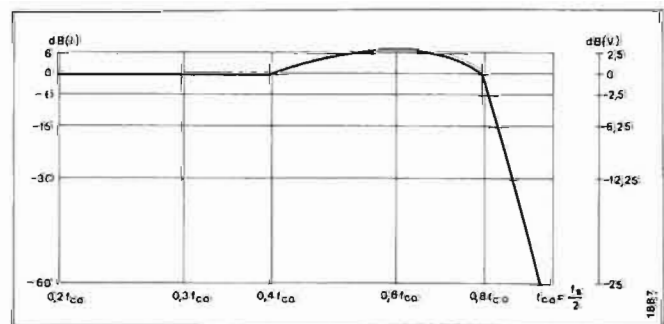



Fig. 12 — Modello di curva di risposta video.







La figura 12 mostra un modello di curva di risposta dedotto da queste considerazioni, che sarà usato nelle seguenti valutazioni della qualità soggettiva delle immagini fornite dai cinescopi.

# 5. Applicazione del modello SQRI a cinescopi tipici

## 5.1 MODALITÀ GENERALI D'APPLICAZIONE

Il modello descritto sarà applicato principalmente a un cinescopio di corrente produzione che, nella sua versione a scansione orizzontale a 32 kHz, è montato su vari televisori predisposti per la ricezione, mediante unità esterna, delle future trasmissioni a standard HD-Mac. Questo cinescopio (bibl. 12), a formato d'immagine 16:9, ha una diagonale di schermo utile di 86 cm e un angolo di deflessione di 106 gradi. Il passo dello schermo al centro è di 0,74 mm. Le curve di MTF di un cannone (di tipo COTY-MDF) sviluppato per questo tubo sono riportate in figura 13 per correnti da 0,5 a 2 mA.

Per illustrare l'influenza del passo della maschera, è stato anche valutato un cinescopio prototipo, identico al precedente eccetto il passo di schermo, ridotto a 0,60 mm.

Infine, il modello SQRI è stato applicato al progetto recente di un monitor realizzato secondo la norma SMPTE 240M. Il tubo, descritto in (bibl. 13), ha una diagonale di schermo utile di 38,5 pollici (978 mm), e un'angolo di deflessione di 90 gradi, con rapporto d'immagine di 16:9. Il passo dello schermo è di 0,44 mm e l'MTF del cannone, pubblicato soltanto per la corrente di funzionamento raccomandata di 0,55 mA, è riprodotto in figura 14. Questo tubo può essere considerato rappresentativo degli ultimi progressi realizzati nel campo dei monitor di studio di grande dimensione per l'Alta Definizione.

Lo standard di trasmissione considerato è normalmente l'HD-Mac 1250:50:2 a 1440 pixel per riga, ma sono stati anche utilizzati a scopo di confronto un segnale D2-MAC 16:9 625:50:2 a 5.5 MHz di banda utile e un segnale di sudio 1250:50:2 a 1920 pixel per riga.

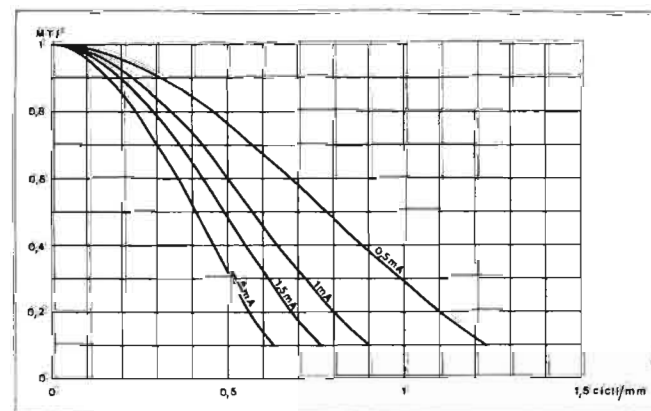



Fig. 13 — MTF del cannone COTY-MDF per correnti da 0,5 a 2 mA.

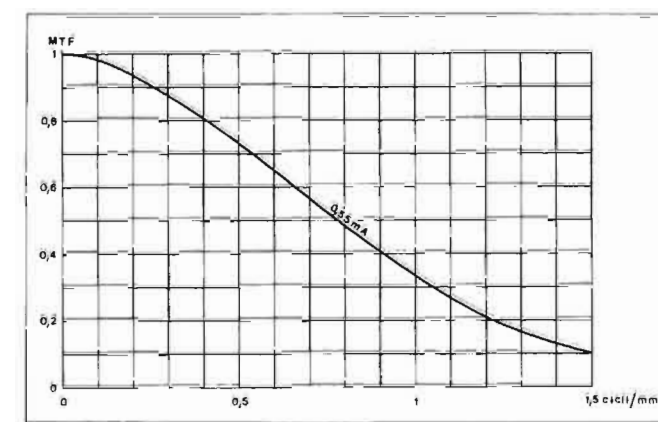



Fig. 14 — MTF del cannone del tubo monitor descritto in (bibl. 13), per la corrente di 0,55 mA.

La curva di risposta video è stata in tutti i casi determinata in funzione del passo dello schermo conformemente alla proposta illustrata in figura 12 in modo da poter confrontare i vari tubi in condizioni omogenee, anche se nel caso del monitor una curva meno favorevole era indicata in (bibl. 13). Benché potenzialmente importanti, non sono state considerate correzioni addizionali suscettibili di migliorare la risoluzione, come la modulazione della velocità di scansione dei fasci elettronici.

In tutte le valutazioni, si è supposto che le dimensioni verticali degli spots erano ottimizzate, cioè tali da non introdurre ulteriori riduzioni di risoluzione verticale rispetto allo standard, o effetti parassiti come figure di Moirè.

Infine, le valutazioni sono relative alla zona centrale dello schermo.

## 5.2 LA DISTANZA DI VISIONE

Le norme fissano in tre volte l'altezza dello schermo la distanza di visione delle immagini in Alta Definizione, in modo da assicurare (con un dispositivo di visualizzazione supposto perfetto) la percezione sostanzialmente completa dell'informazione contenuta nel segnale di studio, insieme con una sensazione di «immersione» nell'immagine. Ciò corrisponderebbe per un cinescopio di 86 cm di diagonale a una distanza di circa 1,3 m.

Ma, fino a distanze di 1,5 m, si notano fenomeni di rapido affaticamento, e l'esperienza corrente dimostra che gli spettatori lasciati liberi di scegliere si dispongono normalmente a distanze da 2 m a 2,5 m dal cinescopio, anche con segnali e display ottimali. È inoltre nota la tendenza all'aumento di questa distanza col crescere della luminosità delle immagini. Infine, le inchieste sulle condizioni di visione legate alle caratteristiche dell'ambiente domestico dimostrano una preferenza per le distanze intorno a 2,5 m.

Perciò il progetto del televisore terrà conto usualmente di distanze di visione minime di circa 2m. Si ricorda che comunque lo spettatore non dovrebbe stare a distanze inferiori al valore $d_s$ sotto il quale la struttura dello schermo diventa visibile. La distanza critica $d_{s\,90}$ relativa alla quasi totalità degli osservatori è, secondo le curve di

figura 6, di 1,85 m per un passo di schermo di 0,74 mm, e di 1,60 m per un passo di schermo di 0,60 mm. Per il monitor con passo di schermo di 0,44 mm, la distanza $d_{s\,90}$ sarà vicina a 1,15 m.

### 5.3 Il livello di luminosità

Nel capitolo 3.5 si è visto che il modello SQRI attribuisce al valore di riferimento L il doppio del valore medio $L_0$ della luminanza dell'immagine. Per valutare il significato di questa scelta conviene esaminare le distribuzioni della luminanza nelle immagini televisive.

Come è noto, si riesce a distinguere un numero limitato di livelli luminosi. È quindi auspicabile, per poter ottenere da un'immagine l'impressione di una quantità di dettagli distinti, che i vari livelli di luminanza disponibili vi siano presenti con una distribuzione equilibrata e adatta alle proprietà dell'occhio. La figura 15 mostra la distribuzione cumulativa ottenuta con una ripartizione quasi uniforme dei livelli di luminanza tra i valori zero e Lmax. In questo caso ipotetico, la luminanza media $L_0$ è al centro della scala, e il valore L di riferimento coincide col valore massimo Lmax.

Purtroppo, la maggior parte delle distribuzioni «naturali» sono fortemente compresse. In figura 16 è rappresentata una distribuzione tipica di questa situazione, è in figura 17 la relativa distribuzione cumulativa. Si può notare che il 20% dell'immagine ha luminanze superiori al livello di riferimento L, che diventa nettamente inferiore a Lmax. Si corre perciò il rischio, mantenendo costante sul cinescopio la gamma delle luminanze $0 \div$ Lmax, di ottenere bassissimi contrasti nella quasi totalità dell'immagine (tra i livelli zero e L).

Nei televisori si evita normalmente questo inconveniente regolando invece la corrente media $I_0$ di fascio (quindi il livello $L_0$) ad un valore costante, scelto in modo tale che al livello $I = 2I_0$ la dimensione dello spot sia ancora adatta alla risoluzione richiesta. Inoltre, si prevede una riserva di amplificazione tale da poter ottenere elevati valori istantanei di luminanza (fino a 5 $L_0$). Si ottiene in questo modo, per i livelli compresi tra zero e L, una dinamica migliorata e una risoluzione corretta, pur avendo, là dove lo richiedono le caratteristiche dell'immagine (o le preferenze dello spettatore), la disponibilità di alti valori di picco della luminanza. In queste ultime zone la risoluzione sarà ridotta, ma si tratterà di una minima parte dell'immagine, dove sarà del resto poco probabile la presenza di dettagli fini.

Fig. 16 — Distribuzione disuniforme della luminanza (caso tipico).

Si possono evitare distribuzioni eccessivamente disuniformi, quando non è possibile agire sulle condizioni di ripresa, con l'utilizzo di opportune correzioni. Per esempio, applicando ai segnali di luminanza che portano alla distribuzione di figura 16 la trasformazione logaritmica rappresentata in figura 18, si ottiene una nuova distribuzione (vedi figura 19) più favorevole.

In particolare si nota (vedi figura 20) che dopo la trasformazione la zona a fuoco e contrasto ottimali copre il 90% dell'immagine, e che nel rimanente 10% la corrente di fascio non raggiunge valori tali da compromettere la risoluzione in modo eccessivo. Tali trattamenti, simili al metodo dell'istogramma usato per rialzare il contrasto nelle fotografie (bibl. 14 e 15), provocano in generale una netta sensazione di miglioramento della qualità delle immagini.

Fig. 15 — Distribuzione cumulativa della luminanza nel caso di una ripartizione ipotetica quasi uniforme.

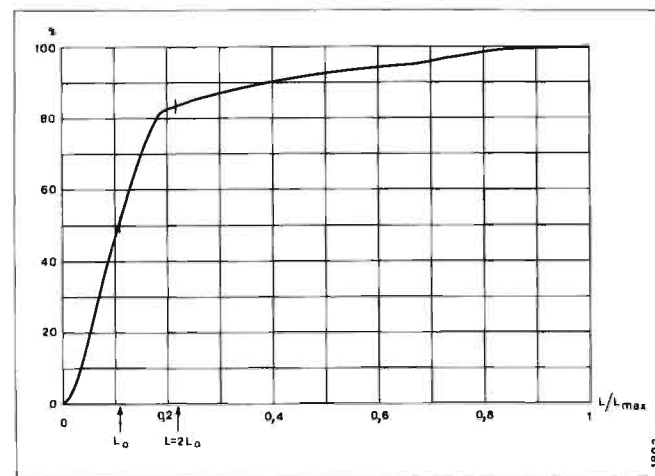



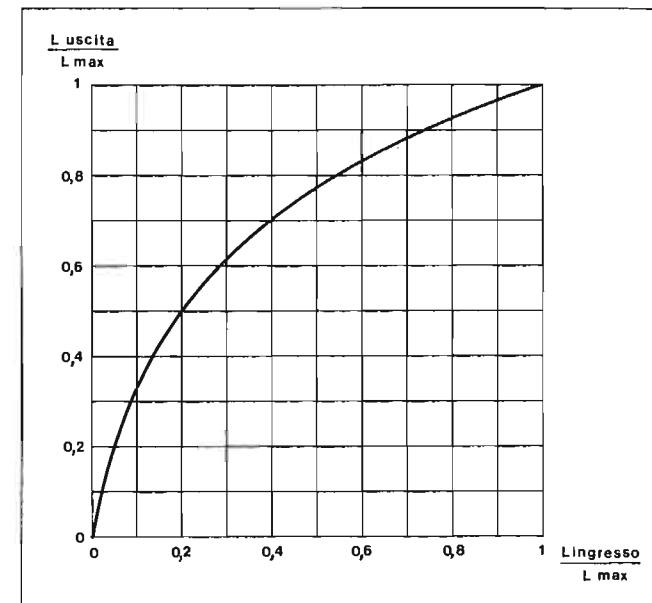
Fig. 17 — Distribuzione cumulativa relativa al caso della figura 16; il livello L di riferimento è il doppio del livello medio $L_0$ che corrisponde al 50% della distribuzione cumulativa. Il rapporto Lmax/L è vicino a 4,5.







Fig. 18 — Esempio di trasformazione logaritmica applicata ai segnali di luminanza.

Fig. 20 — Distribuzione cumulativa relativa alla figura 19; il livello Lmax è ridotto a 1,33 L.

### 5.4 Luminanza, corrente di fascio e MTF

Le regole di applicazione del modello SQRI si adattano perciò molto bene al caso del cinescopio. Al livello di riferimento $L = 2L_0$ corrisponde la corrente I di ciascun cannone che definirà l'MTF da utilizzare (si suppone per semplificare che le tre correnti sono uguali). Infatti, si è visto nel capitolo 2.4 che l'MTF deve essere riferito al valore massimo della corrente nell'area considerata. In questo modo, si può valutare correttamente (per difetto) la risoluzione di tutte le zone di luminanza compresa tra 0 e L, ed approssimare validamente le zone a luminanza leggermente superiore. Soltanto per i valori estremi delle distribuzioni fortemente disuniformi (vedi figura 16), la valutazione sarà imprecisa (e per eccesso).

Fig. 19 — Distribuzione ottenuta applicando la trasformazione di figura 18 alla distribuzione di figura 16.

Alla corrente I corrisponde la corrente istantanea di fascio 3 I, e la corrente totale mediata nell'immagine è per definizione 1,5 I (corrisponde a $L_0$). Invece la componente continua della corrente anodica è 1,5 I/B, dove B (uguale a circa 1,3) tiene conto dei tempi di interdizione («blanking»).

Si può calcolare la luminanza L ottenuta per un dato valore di riferimento I della corrente, conoscendo i parametri di progetto del tubo e le condizioni d'impiego. Si ottengono per i due cinescopi A86 i valori di 182 $Cd/m^2$ per mA e di 171 $Cd/m^2$ per mA rispettivamente per i passi di schermo di 0,74 e 0,60 mm. Per il tubo monitor considerato, tenendo conto di un'area di schermo maggiorata del 25%, del passo di schermo e della maggiore tensione anodica, si è ottenuto un valore stimato di 139 $Cd/m^2$ per mA.

Le luminanze di picco Lmax disponibili raggiungono valori elevati (almeno 500 $Cd/m^2$ per i cinescopi).

### 5.5 Valutazione del cinescopio A86

Nella figura 21 sono rappresentate le variazioni di J in funzione della distanza di visione ottenute per il cinescopio standard A86 a passo di schermo di 0,74 mm, con varie correnti di riferimento da 0,5 mA e 2 mA. Si vede che la risoluzione è massima tra 1 mA e 1,5 mA (curve b, c,) per una distanza compresa (entro 1 jnd dal massimo) tra la distanza $d_s$ e 2,7 m. Benché le risoluzioni a 1 mA e 1,5 mA siano equivalenti, quest'ultimo valore di corrente deve essere preferito perché dà maggior protezione contro gli effetti della luce ambiente (discussi più avanti).

L'influenza del passo dello schermo è dimostrata nel confronto tra il tubo precedente e la versione a passo ridotto di 0,60 mm (vedi figura 22). Per questo tubo, la risoluzione è massima intorno alla distanza di 1,85 m, e la corrente di 1 mA dà risultati significativamente migliori rispetto a 1,5 mA per le distanze più basse (curve a, b). Invece, alle distanze superiori a 2m, e per una corrente di 1,5 mA (curve b, d), il vantaggio rispetto al tubo stan-

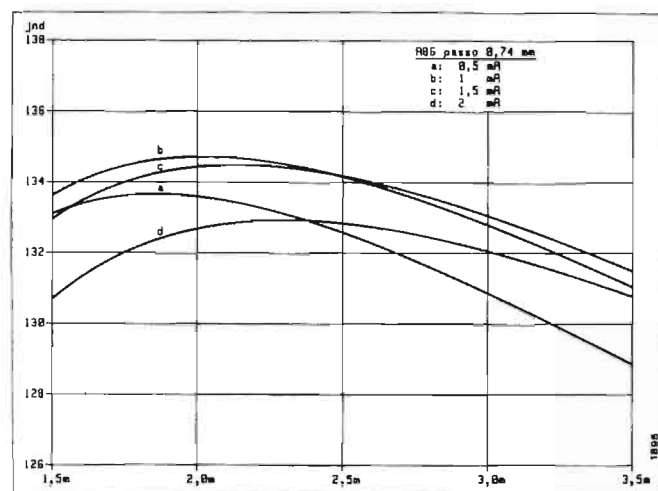



Fig. 21 — Applicazione del modello SQRI al cinescopio standard a passo di 0,74 mm, per correnti di riferimento da 0,5 a 2 mA.

dard è inferiore a 1 jnd. Ciò convalida la scelta del maggior passo di schermo, che non provoca nelle condizioni di visione preferite perdite apprezzabili di risoluzione, pur conservando vantaggi importanti di efficienza luminosa e di tolleranze di schermo.

Infine, la figura 23 mostra la differenza tra le immagini formate sul cinescopio standard con segnali HD-Mac e D2-Mac 16:9. Il miglioramento percepito è importante con l'HD-Mac, soprattutto per le distanze intorno all'intervallo 2m-2,5 m. Ciò indica che il cinescopio standard è in grado di fornire in alta definizione immagini nettamente migliori di quelle ottenibili con la televisione tradizionale. D'altro canto, per poter dimostrare pienamente le prestazioni del cinescopio, è necessario disporre di segnali di alta qualità.

### 5.6 Confronto col tubo monitor da 38,5"

In figura 24 sono rappresentate le risposte a segnali HD-

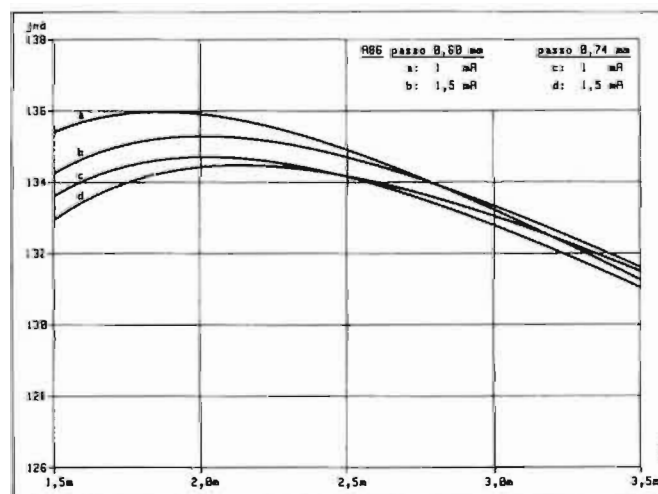



Fig. 22 — Effetto del passo dello schermo: confronto tra passo di 0,74 mm e passo di 0,60 mm, per correnti di 1 e 1,5 mA.

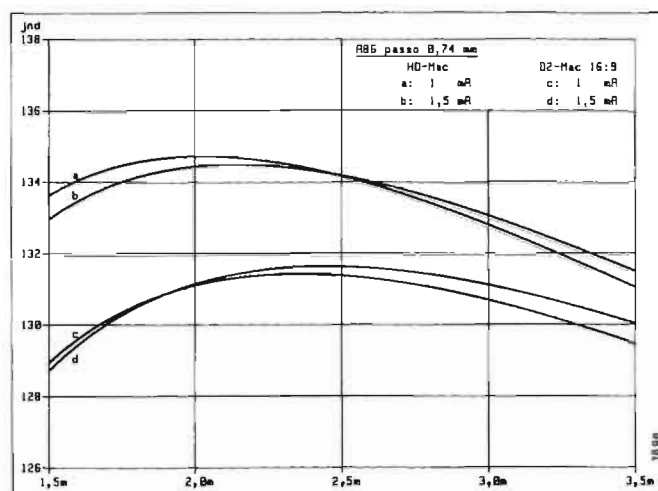



Fig. 23 — Effetto dello standard di trasmissione sul tubo standard a 1 e 1,5 mA; confronto tra D2-MAC e HD-MAC.

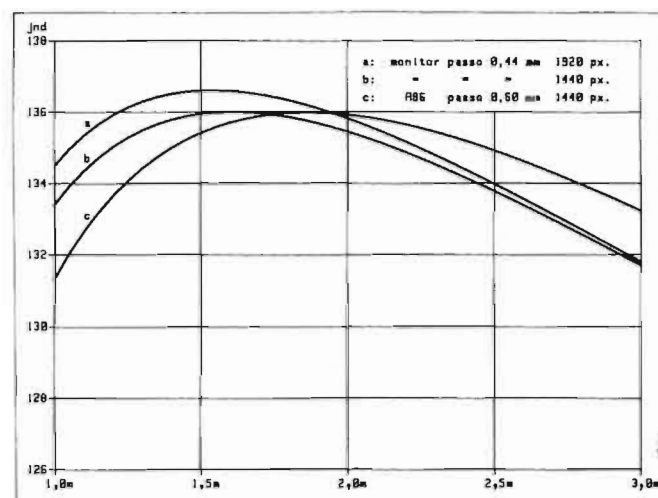



Fig. 24 — Confronto tra tubo monitor (0,44 mm, curva b) e cinescopio A86 (0,60 mm, curva c) con segnale di trasmissione HD-MAC a 1440 px per riga; per il tubo monitor è anche indicata la risposta (a) ad un segnale di studio a 1920 px per riga. Le curve sono relative alle correnti preferite di 0,55 mA per il monitor e 1 mA per il cinescopio.

Mac a 1440 pixel per riga del tubo monitor a 0,55 mA (curva b) e del tubo A86 a 1 mA (curva c), con passi di schermo rispettivamente di 0,44 mm e 0,60 mm. La risoluzione ottimale per il monitor si ottiene intorno a 1,55 m. Il vantaggio rispetto al cinescopio A86 è significativo sotto 1,3 m e cambia segno verso 1,8 m. Sopra 2,5 m il vantaggio dell'A86 diventa significativo.

La curva a) mostra la risposta del monitor a un segnale di studio interlacciato a 1920 pixel per riga. Si può notare una leggera differenza tra le curve a) e b) per le basse distanze di visione, dove il monitor possiede ancora un lieve margine di risoluzione se usato con segnali di trasmissione.

### 5.7 Effetti dell'illuminazione ambiente

Gli esempi precedenti trascurano gli effetti negativi del-







la luce ambiente e possono essere considerati relativi alla visione nel buio oppure a bassissima illuminazione. Invece, nelle condizioni correnti di visione domestica, la luce incidente sul cinescopio viene riflessa sia dalla parte frontale del pannello che dallo strato dei fosfori che costituiscono lo schermo. Quest'ultima riflessione è preponderante, e la luminanza risultante $L_r$ è, dopo l'attenuazione dovuta al doppio passaggio attraverso il vetro, espressa da:

$$L_r = E\, R_f\, T_g^2/\pi$$

dove E è l'illuminazione ambiente, in Lux

$R_f$ è la riflettività dello schermo

$T_g$ è il fattore di trasmissione del pannello

I valori tipici di $R_f$ per i tubi a matrice nera sono vicini a 0,36 (per i tubi senza matrice, $R_f$ è maggiore di 0,6).

Per limitare la degradazione del contrasto si utilizzano vetri scuri con $T_g$ vicino a 0,5. Perciò $L_r$ è dell'ordine di 0,03 E, valore basso che dimostra il notevole livello di protezione contro gli effetti della luce ambiente raggiunto dai cinescopi. All'estremo opposto, i dispositivi a proiezione frontale presentano per necessità un'alta riflettività di schermo, che costringe alla visione con scarsissima luce ambiente.

In presenza della luce riflessa $L_r$, si deve moltiplicare il contrasto osservato per il fattore:

$$\eta = L_0/(L_0 + L_r),$$

dove $L_0$ è la luminanza media (uguale a L/2).

Ciò equivale a moltiplicare l'MTF del display per lo stesso fattore, per cui il valore di J sarà moltiplicato per $\sqrt{\eta}$ (bibl. 16).

La figura 25 mostra l'effetto di una illuminazione ambiente di 100 Lux sul cinescopio standard A86. Le curve tratteggiate rappresentano i risultati ottenuti al buio. L'abbassamento di J per la corrente di 1,5 mA (curve b, d,) è molto contenuto, con valori dell'ordine di 1 jnd.

La figura 26 mostra gli effetti comparati di una illuminazione ridotta a 50 Lux sul monitor a passo di schermo di 0,44 mm con corrente di 0,55 mA e sul tubo A86

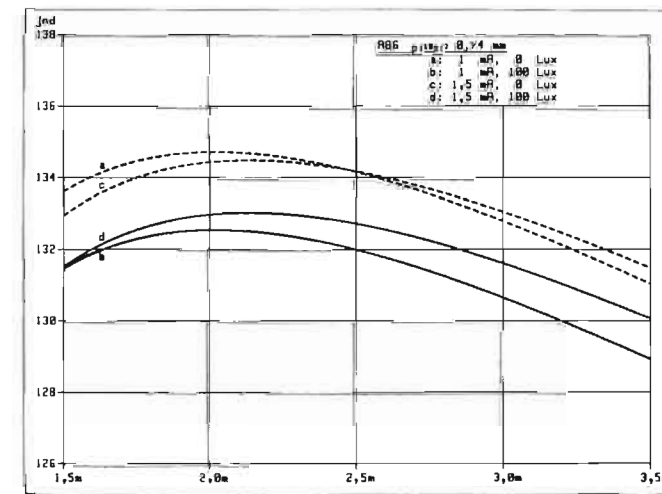



Fig. 25 — Effetto di una luce ambiente di 100 Lux sul cinescopio standard, per correnti di 1 e 1,5 mA.

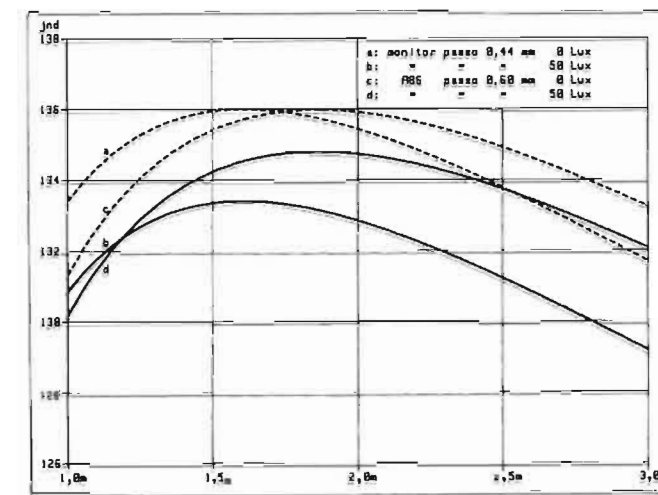



Fig. 26 — Effetto di una luce ambiente di 50 Lux sul tubo monitor (0,44 mm – 0,55 mA) confrontato con il cinescopio A86 (0,60 mm – 1 mA).

a passo di schermo di 0,60 mm con corrente di 1 mA (si è supposto per omogeneità di condizioni che riflettività di schermo e trasmissione di vetro erano uguali per i due tubi).

Si vede (curve b, d) che il monitor si discosta rapidamente dal tubo A86, per raggiungere alla distanza di 3m una perdita di circa 3 jnd, malgrado il livello modesto d'illuminazione ambiente considerato.

### 5.8 Discussione dei risultati

Si vede nettamente negli esempi precedenti la differenza tra il tubo monitor, progettato per distanze di visione ottimali da 1 m a 1,5 m, bassa corrente di fascio (corrente media anodica di 0,65 mA) e scarsa illuminazione ambiente, e il cinescopio televisivo, previsto per distanze da 2 m a 2,5 m, corrente di 1,5 mA (corrente media anodica di 1,75 mA) ed illuminazione ambiente media-alta. In mezzo si trova il tubo A86 con passo di 0,60 mm, che presenta una distanza di visione ottimale intorno a 1,85 m; ad una corrente di riferimento di 1 mA (corrente media anodica 1,15 mA), questo è superiore al cinescopio standard (pilotato a 1,5 mA) per illuminazioni ambienti mediebasse, ma diventa inferiore quando l'illuminazione supera il livello di 100 Lux.

Il cinescopio standard appare perciò accuratamente ottimizzato per le condizioni di visione considerate tipiche della televisione domestica, e in grado di presentare nel miglior modo possibile per un dispositivo a visione diretta di queste dimensioni immagini sia normali che in alta definizione.

I risultati presentati, ottenuti con l'applicazione del metodo SQRI, sono sostanzialmente conformi alle osservazioni eseguite, e ciò conferma che il metodo è in grado di prevedere le variazioni relative ottenibili con determinate combinazioni di parametri. Tuttavia, mentre le soglie di percezione sembrano valutate correttamente, le differenze di qualità soggettiva osservate appaiono sempre superiori a quanto indicato dalle differenze calcolate in jnd

(per esempio a una differenza calcolata di 3 jnd corrisponde una differenza importante di qualità soggettiva). Sembrerebbe perciò opportuno riconsiderare il significato della scala jnd in termini di qualità percepita, come d'altronde suggerito dallo stesso autore del metodo in bibliografia 16.

## 6. Conclusioni

L'approccio sistemistico si rivela particolarmente adatto all'analisi della risoluzione dei cinescopi. Col valido aiuto del modello SQRI, fa intervenire esplicitamente e in modo coerente distanza di visione, luminanza e corrente di fascio, variabili fondamentali sostanzialmente trascurate da molte presentazioni che tendono a definire una risoluzione intrinseca del cinescopio (qualche volta basata su concetti discutibili quali l'MTF della maschera), per opposizione alla risoluzione percepita dallo spettatore.

Il cinescopio moderno, grazie in particolare alla sua efficienza luminosa e alla sua tolleranza a livelli elevati di luce ambiente (bibl. 17 e 18), appare come la soluzione ottimale per la presentazione delle immagini televisive domestiche, anche in alta definizione, con l'unica limitazione sostanziale costituita dalle dimensioni utili. Schermi di maggiori dimensioni, oggi proponibili soltanto con dispositivi a proiezione, possono produrre immagini di maggior qualità solamente se capaci di una miglior risoluzione insieme con una luminanza adeguata all'ambiente di visione. Il raggiungimento di queste due condizioni, compatibilmente con le opportune caratteristiche di ingombro, affidabilità, consumo energetico, protezione contro la luce incidente e costo, è la sfida con cui dovranno confrontarsi i displays alternativi prima di entrare in misura significativa sul mercato della televisione domestica.

Allo scopo di permettere un affinamento del progetto dei televisori, nonché un miglioramento del trasferimento delle immagini agli spettatori, appare auspicabile un consolidamento delle conoscenze acquisite su importanti proprietà statistiche delle immagini televisive quali la distribuzione dei livelli di luminanza e i limiti dell'ampiezza dei segnali alle varie frequenze spaziali.

*Ringraziamenti*

Si ringrazia vivamente i numerosi componenti della Direzione Tecnica della Videocolor che hanno fornito informazioni utili e contribuito, con discussioni critiche e suggerimenti, a questa presentazione. (4004)

BIBLIOGRAFIA

1. - Carlson C. R., Cohen R. W.: *Visibility Of Displayed Information*, «Technical Report to the Office of Naval Research», ONR-CR213-120-4F (July 1978).
2. - Carlson C. R.: *Sine-Wave Threshold Contrast Sensitivity Function: Dependence on Display Size*, «RCA Review», Vol. 43, (Dec. 82).
3. - Campbell F. W., Robson J. G.: *Applications of Fourier Analysis to the Visibility of Gratings*, «J. Physiol (London)», Vol. 197 (1968).
4. - Carlson C. R., Cohen R. W.: *A Simple Psycho-Physical Model for Predicting the Visibility of Displayed Information*, «Proc. Soc. Infor. Display», Vol. 21 (1980).
5. - Adelson E. H., Carlson C. R., Pica A. P.: *Modeling the Human Visual System*, «RCA Engineer», Vol. 27/6 (Nov. 1982).
6. - Barten P. G. J.: *The SQRI Method: a New Method for the Evaluation of Visible Resolution on a Display*, «Proc. of the SID», Vol. 28/3 (1987).
7. - Barten P. G. J.: *The Effect of Picture Size and Definition on Perceived Image Quality*, «Proc. of the SID), Vol. 30/2 (1989).
8. - Barten P. G. J.: *Subjective Image Quality of HDTV Pictures*, Jap. Disp. (1989).
9. - Testa P.: *Screen Structure Visibility Study*, «Rapporto interno Videocolor» (Gennaio 1991).
10. - Kojima A.: *An Analysis of Horizontal MTF in Color CRTs*, SID '83 Digest.
11. - O'Callaghan J. P., Veron H.: *Effects of Modeling Luminance Variations of the Visual Resolution Characteristics of Shadow-Mask Monitor Configurations*, SID '91 Digest.
12. - Barbin R. L. e al.: *A 16/9 Aspect Ratio, Higher Definition Consumer Color CRT Family*, SID '90 Digest, Vol. XXI (May 1990).
13. - Thorpe L., Miura H., Chikuma T.: *Large Screen HDTV Monitor Development*, «SMPTE Journal» (August 1990).
14. - Hall E. L.: *Computer Image Processing and Recognition*, Academic Press (1979).
15. - Kunt M.: *Traitement Numérique des Signaux*, Dunod (1981).
16. - Barten P. G. J.: *The Effects of Glass Transmission on the Subjective Image Quality of CRT Pictures*, «Eurodisplay '90», Amsterdam (Sept. 1990).
17. - Morizono M.: *Technological Trends in High Resolution Displays Including HDTV*, SID '90 Digest, Vol. XXI (May 1990).
18. - Van Raalte J. A.: *CRT Technologies for HDTV Applications*, «Proc. of NAB Convention» (April 1991).



# CODIFICA A BLOCCO INTEGRATA ALLA MODULAZIONE PER APPLICAZIONI SU PONTI RADIO DIGITALI COMPATIBILI CON LA GERARCHIA SINCRONA SDH

A. BARBONE, G. BISCEVIC, G. FILIBERTI*

*SOMMARIO — Una significativa evoluzione nella trasmissione numerica si è avuta all'inizio degli anni ottanta, quando Ungerboeck propose la tecnica oggi conosciuta come TCM, che integra il processo di modulazione con quello di codifica convoluzionale. Tale tecnica è stata poi applicata usando anche codici a blocco, dando luogo alla modulazione codificata a blocco (BCM). In questo articolo vengono proposti due schemi idonei per applicazioni su ponti radio digitali compatibili con la nuova gerarchia sincrona SDH.*

*SUMMARY —* ***Combined modulation and block-coding for applications on digital radio-relay links compatible with the synchronous digital hierarchy SDH.*** *The new generation of digital radio-relay systems (DRRS) should be compatible with the recently agreed-upon Synchronous Digital Hierarchy (SDH) standard. The basic format of the SDH is the so-called Synchronous Transport Module - Level 1 (STM-1) signal which has a bit rate of 155.52 Mbit/s. This transmission capacity represents an increase of about 11% over the bit-rate transported by the actual high-capacity DRRS (139.264 Mbit/s) and it requires the use of more efficient modulation schemes and filtering with smaller roll-off. On high-capacity DRRS there is usually employed some kind of Forward Error Correction (FEC) to increase the robustness of the digital transmission. The redundant information introduced during the coding process needs also to be transmitted, and it further deteriorates the spectral efficiency of the system. In the early 80's Ungerboeck proposed a new approach to coding in digital transmission systems. This technique, known as TCM (Trellis-Coded Modulation), consists of coding of transmission channel symbols rather than bit coding. It means that the coding and the modulation are no more separate processes, but integrated in one process called coded modulation. Ungerboeck applied convolutional codes to PSK modulation schemes; his idea was later extended also to QAM modulation, and some TCM schemes are standardized by CCITT for data transmission over the switched telephone channel. More recently this technique was applied also on radio-relay links and satellite communications. As a natural evolution of Ungerboeck's idea recently also modulation schemes coded with block-codes were proposed. This technique, called BCM (Block-Coded Modulation), seems to be rather convenient if there is no need for great coding gains, because it offers good performances with smaller circuit complexity. In this article, besides the basics of the coded modulation and particularly of the BCM, two BCM schemes are analyzed. One of them is obtained elaborating the idea proposed by other authors, the other one is original, based on the new approach to the BCM introduced by the authors. The analysis consists of the theoretical description and of computer simulations. The simulation results confirmed that the latter scheme is suitable for the application on high-capacity radio-relay link (18 GHz band) with STM-1 bit-rate.*

## 1. Introduzione

È sempre più diffusa in tutto il mondo l'esigenza di poter disporre di mezzi di trasmissione ad alta capacità, soprattutto in vista dell'introduzione della rete B-ISDN (Broadband Integrated Services Digital Network), che potrà offrire tanti nuovi servizi, come ad esempio trasmissione di testi e grafici ad alta velocità, HDTV ecc. Occorre quindi una rete in grado di gestire tale traffico, notevolmente aumentato e diversificato, con una architettura adeguata e con capacità di collegamento sufficienti.

La gerarchia sincrona SDH sembra essere adatta a tale scopo, poiché in grado di multiplare e demultiplare in maniera efficiente ed economica diverse forme di traffico digitale. Nato per sistemi ottici, questo standard è stato esteso anche ai ponti radio ed ad altri mezzi trasmissivi.

Il suo formato base, detto STM-1 (Synchronous Transport Module - Level 1), prevede la capacità di 155,52 Mbit/s, mentre i formati di multiplazione definiti sono i seguenti:

— STM-4 con 622,08 Mbit/s;
— STM-16 con 2488,32 Mbit/s.

L'idea principale della rete sincrona è quella di predisporre formati di livello superiore con frequenze di trasmissione esattamente multiple di quelle di livello inferiore.

La struttura della trama (descritta più dettagliatamen-

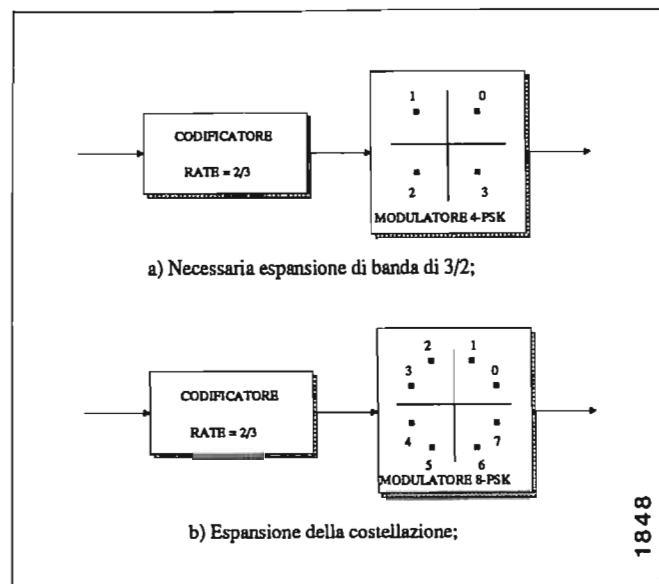
* Dott. Antonio Barbone, ing. Goran Biscevic del centro CEFRIEL (Centro per la Ricerca e la Formazione in Ingegneria dell'Informazione del Politecnico di Milano) e ing. Gaudenzio Filiberti della Siemens Telecomunicazioni S.p.A., Cassina de' Pecchi (MI).
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 9 ottobre 1991.

te in bibl. 1 e 2) è basata su byte, ed è ciò che permette la gestione efficiente di diversificate forme di traffico cui si accennava precedentemente.

Come per ogni nuovo standard, anche per questo è richiesta la compatibilità con la rete esistente, per cui, anche se solo temporaneamente, i moderni sistemi di trasmissione dovranno interfacciarsi sia con quelli oggi in uso, sia con quelli della gerarchia SDH. L'esigenza di trasmettere il segnale STM-1 con velocità 155,52 Mbit/s rappresenta un'aumento pari a circa l'11% rispetto al traffico attuale (139,236 Mbit/s). È pensabile anche un'ulteriore aumento di capacità, dovuto alla necessità di predisporre del FEC (Forward Error Correction), e di canali di servizio ausiliari. Per questo motivo occorrono tecniche di modulazione più efficienti, unitamente a circuiti di sincronizzazione più precisi (a causa del filtraggio con roll-off minore).

Una soluzione al primo problema può essere offerta dalla cosiddetta modulazione codificata. Accorgendosi dell'utilità di correlare i segnali inviati nel canale di trasmissione, Ungerboeck (bibl. 3, 4 e 5) pensò di sfruttare i bit di ridondanza per introdurre interdipendenze tra di essi, e distinguere quindi sequenze ammesse da altre non ammesse: ciò che viene codificato allora non è più una sequenza di bit, ma una sequenza di segnali. In ricezione si fa uso della decodifica soft.

La modulazione codificata fu applicata da Ungerboeck utilizzando dei codici convoluzionali combinati con la modulazione multilivello di fase e/o ampiezza (PSK, QAM), e decodificando la sequenza dei segnali ricevuti con algoritmo di Viterbi (da cui il nome TCM - Trellis-Coded Modulation). Successivamente, come alternativa al TCM, sono stati proposti schemi che implementano la modulazione codificata attraverso codici a blocco, dando così origine alla tecnica denominata BCM (Block-Coded Modulation).

La **modulazione codificata a blocco** sembra essere particolarmente vantaggiosa se non sono richiesti guadagni molto elevati, poiché si riesce in tale scopo con una complessità circuitale sensibilmente minore rispetto al TCM. Di conseguenza si presta ad applicazioni dove è necessario abbinare buone prestazioni con costi e complessità di apparato contenuti.

Scopo di questo articolo è di illustrare da un punto di vista generale e teorico BCM, e di analizzare, successivamente, uno schema per una particolare applicazione su ponti radio digitali e microonde compatibili con la gerarchia SDH.

## 2. Concetti di base

La modulazione codificata può essere illustrata attraverso il seguente esempio. Si supponga di avere un sistema di trasmissione per le cui caratteristiche lo schema di modulazione ottimale sia un 4-PSK. Per proteggere la trasmissione si pensi di adottare un codice a rate 2/3; ciò implica l'espansione di banda di un fattore 3/2 (figura 1a). Usando invece uno schema di modulazione 8-PSK (figura 1b) non è più necessario espandere la banda, ma la probabilità di errore è notevolmente aumentata, dato che la distanza tra i punti della costellazione è quasi dimezzata. Gran parte del guadagno di codifica viene pagato (perduto) per recuperare la perdita dovuta all'espansione di banda o costellazione rispettivamente.

Ungerboeck pensò di espandere la costellazione, ma intuì che la ridondanza poteva essere sfruttata in altro modo, ottimizzando le prestazioni. Egli propose di dividere la costellazione in un certo numero di sottoinsiemi, in modo che la **minima distanza euclidea (MED)** tra i punti al loro interno fosse massima. Ad esempio la costellazione 8-PSK potrebbe essere divisa nei seguenti 4 sottoinsiemi: {0, 4}, {1, 5}, {2, 6} e {3, 7} (figura 1b). Successivamente si applica un codice a tali sottoinsiemi, di modo che siano ammesse solo particolari sequenze di segnali (per esempio potrebbe essere consentito inviare consecutivamente un senale di {0, 4} e un segnale di {2, 6}, ma non un segnale di {0, 4} ed uno di {1, 5}; ai fini del codice la sequenza [0, 2] è uguale alla sequenza [0, 6]).

Tale codifica fa in modo che non tutte le sequenze possano essere trasmesse, e così l'indecisione nella demodulazione del segnale non è più quella esistente tra i segnali della costellazione, ma, con un adeguato schema di codifica, risulta pari a quella esistente tra punti all'interno di uno stesso sottoinsieme.

Per applicare la modulazione codificata è necessario quindi suddividere la costellazione in sottoinsiemi ed eseguire un mapping adeguato. Questo processo, detto «**mapping by set partitioning**», può essere descritto tramite la figura 2, dove viene illustrata la partizione della costellazione 16-QAM.

Codificare i segnali significa quindi considerare codici le cui parole non sono più sequenze di bit ma sequenze di segnali (o di sottoinsiemi), per cui non ha più senso parlare di codifica e modulazione separatamente.

Lo schema generale è riportato in figura 3, dalla quale si nota che non tutti i bit di informazione ($m_I$) vengono coinvolti nel processo di codifica, ma solo quelli ($m_{I_c}$), attraverso i quali vengono determinati i sottoinsiemi (bit codificati) a cui appartengono i segnali della sequenza, lasciando agli altri ($m_{I_p}$), indicati come bit liberi, il compito di individuare il particolare segnale all'interno del sottoinsieme considerato.

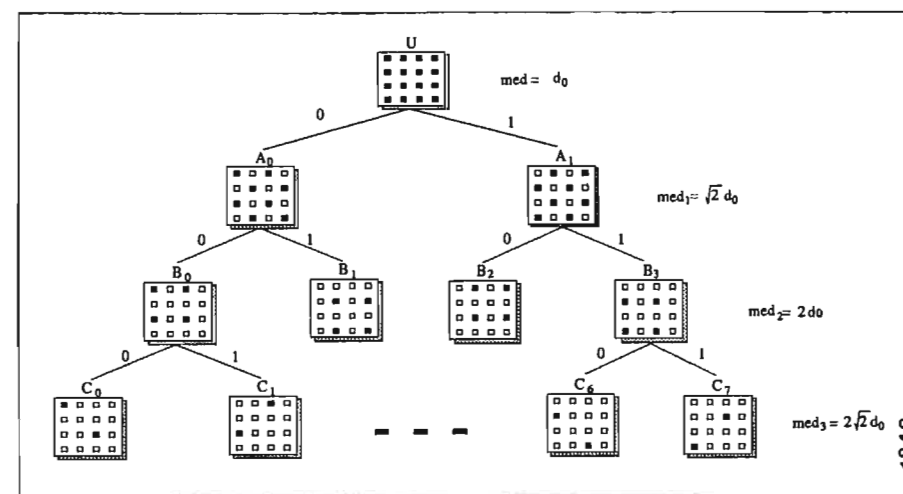
Fig. 1 — Inconvenienti della codifica classica.





Fig. 2 — «Mapping by set partitioning».

Parlando di modulazione codificata è ovvio l'utilizzo della decisione soft, senza la quale tale tecnica non apporterebbe alcun vantaggio, dato che si fonda sull'aumento della distanza euclidea tra i segnali. Data una particolare sequenza ricevuta, si valuta la distanza (metrica) di tale sequenza con tutte le sequenze permesse dal codice e si sceglie quella a distanza minima (più verosimigliante), con un certo grado di approssimazione, dipendente dalla tecnica di decodifica adottata.

## 3. Tre approcci alla BCM

### 3.1 Primo approccio

È facile intuire che le prestazioni in termini di $P_e$ *vs SNR* possono essere migliorate aumentando la distanza euclidea tra i segnali. Per questo taluni autori (bibl. 6) partono da una analisi delle costellazioni bidimensionali, cercando di individuare le migliori in relazione alla minima distanza euclidea tra i segnali e all'energia media per trasmetterli.

Si mette quindi in evidenza il fatto che i punti di una costellazione *N*-dimensionale possono essere ottenuti attraverso il prodotto cartesiano dei punti di $n = \frac{N}{2}$ costellazioni bidimensionali, ovvero che un punto *N*-dimensionale può essere individuato attraverso le coordinate di *n* punti bidimensionali. In tali condizioni, inoltre, il computo della distanza tra i punti è identico al caso bidimensionale, cioè:

$$d = \sqrt{(x_1 - y_1)^2 + (x_2 - y_2)^2 + \ldots + (x_N - y_N)^2}$$

Essi mostrano che è possibile costruire costellazioni *N*-dimensionali in cui i punti hanno distanza minima maggiore rispetto a quella che si ha all'interno delle costellazioni bidimensionali da cui sono state ottenute. La costruzione di tali costellazioni avviene applicando l'idea del mapping by set partitioning e combinando i sottoinsiemi così ottenuti attraverso semplici codici a blocco.

Si consideri una costellazione bidimensionale di tipo $2^{m_s}$-QAM o CROSS ($m_s \in Z$, dove Z è l'insieme dei numeri interi); per ogni *N* viene stabilito il numero di partizioni da effettuare ed un determinato codice per individuare le combinazioni di punti bidimensionali che costituiscono i punti della costellazione *N*-dimensionale usata nello schema di modulazione. In linea di principio ciò corrisponde alla modulazione codificata a blocco, che quindi nasce come tecnica per ottenere costellazioni multidimensionali, nelle quali la minima distanza euclidea tra i segnali risulta aumentata.

In maniera più generale (bibl. 7), sempre partendo dal concetto del mapping by set partitioning, si nota come la minima distanza euclidea (*med*) tra i punti all'interno dei sottoinsiemi aumenti di un fattore $\sqrt{2}$ ad ogni passo di partizione effettuato. Si cerca non di costruire costellazioni *N*-dimensionali ottime, ma invece di ottenere guadagni in termini di *med* indagando sul modo di combinare sequenze di *n* segnali bidimensionali. Avendo una costellazione bidimensionale che associa $m_s$ bit a ciascun segnale, cioè una costellazione di $2^{m_s}$ punti, operando *p* passi di partizione, si ottengono $2^p$ sottoinsiemi di $2^{m_s-p}$ punti. Degli $m_s$ bit che distinguono un punto, i primi *p* individuano il sottoinsieme di appartenenza, mentre gli $m_s - p$ rimanenti il punto particolare all'interno del sottoinsieme (Fig. 4).

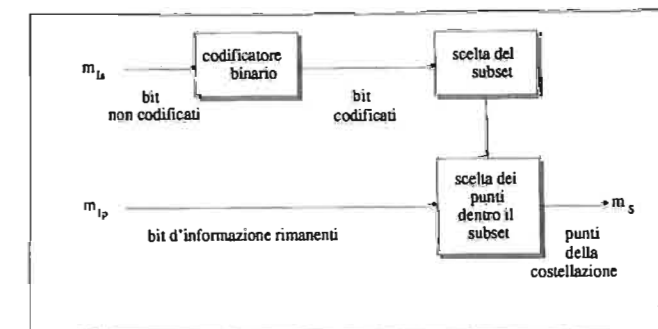



Fig. 3 — Schema generale della modulazione codificata.

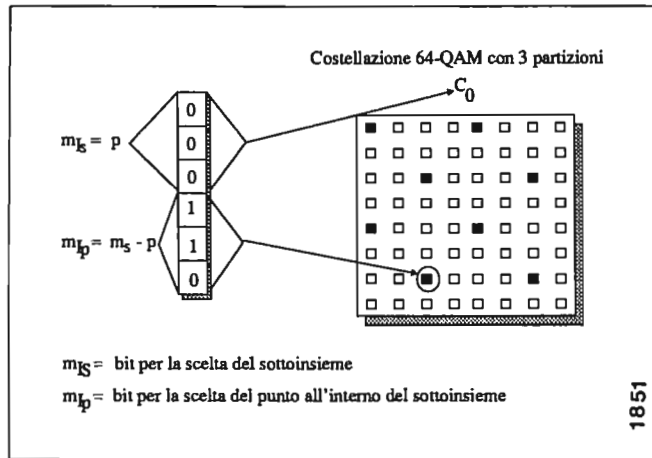



Fig. 4 — Mapping.

La minima distanza euclidea tra due segnali, $[a]=[a_1 \dots a_{m_s}]$ e $[b]=[b_1 \dots b_{m_s}]$, uguali fino al $k$-esimo indice, cioè in cui il primo bit diverso è il $(k+1)$-esimo, è:

$$med_k([a],[b])=(\sqrt{2})^k \cdot d_0 \text{ se } 1 \leq k \leq p$$

$$med_k([a],[b])=(\sqrt{2})^p \cdot d_0 = med_p([a],[b]) \text{ se } p+1 \leq k \leq m_s$$

essendo $d_0$ la distanza originaria tra i punti della costellazione.

Lo schema proposto ha l'obiettivo di ottenere sequenze di $2^p$ segnali, fra i quali la minima distanza è pari a $(\sqrt{2})^p \cdot d_0$, cioè uguali fino al $p$-esimo bit.

Estendendo la notazione vettoriale usata per i segnali bidimensionali, si rappresenti un blocco (o sequenza) di $n$ segnali bidimensionali, corrispondenti ad un punto di una costellazione $2 \cdot n = N$-dimensionale, attraverso una matrice di dimensioni $m_s \cdot n$, come mostrato in figura 5. Si impone che le prime $p$ righe di tale matrice siano codificate, in modo che la $k$-esima sia una parola del codice Reed-Muller $R(k-1, p)$. Ricordiamo che il codice $R(r,x)$ prevede parole di lunghezza $2^x$ e distanza di Hamming $2^{x-r}$, da cui si capisce che, con uno schema con $p$ partizioni, la lunghezza del blocco (o della sequenza) è pari a $n=2^p$.

Estendendo il risultato precedentemente ottenuto per 2 segnali, si può quindi affermare che la MED tra due blocchi $N$-dimensionali, indicati cone $z_1$ e $z_2$, rappresentati da matrici uguali fino alla $k$-esima riga, è pari a:

$$MED_k = \sqrt{2^{p-k} \cdot (med_k)^2} = \sqrt{2^{p-k} \cdot [(\sqrt{2})^k \cdot d_0]^2} = (\sqrt{2})^p \cdot d_0$$

ed è calcolata moltiplicando le minime distanze euclidee dei segnali componenti la sequenza, uguali fino al k-esimo bit ($med_k$), per la distanza di Hamming della (k+1)-esima riga ($2^{p-k}$).

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} b_{1,1} & b_{1,2} & \cdots & b_{1,n} \\ b_{2,1} & b_{2,2} & \cdots & b_{2,n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ b_{m_s,1} & b_{m_s,2} & \cdots & b_{m_s,n} \end{bmatrix}$$

1866

Fig. 5 — Rappresentazione matriciale del blocco.

## 3.2 SECONDO APPROCCIO

Anche per gli schemi presentati in questo capitolo (che seguono l'approccio introdotto in bibliografia 8 e 9) è prevista la codifica di $p$ righe ed è fissata la distanza di Hamming da raggiungere in ogni riga. A differenza dei precedenti non prevedono che la lunghezza del blocco sia dipendente da $p$. Ciò porta ad un aumento, a volte anche notevole, del guadagno.

### 3.2.1 *Schemi basati sulle A-partizioni*

Lo schema più generale con questa partizione (primo livello di partizione, figura 2) è sicuramente quello per cui le uniche sequenze ammesse contengono un numero pari di segnali di tipo $A_1$. Lo spazio delle parole di codice è allora:

$$L = \cup [A_{i_1}, A_{i_2}, \ldots, A_{i_n}],\ i_k \in \{0,\ 1\};$$

$$\sum_{k=1}^{n} i_k = 0 (mod.\ 2).$$

Poiché i segnali di $A_0$ differiscono da quelli di $A_1$ soltanto per il primo bit, è facile notare che, utilizzando la notazione matriciale del blocco $N$-dimensionale, l'unica riga codificata è la prima, ed il codice è un semplice codice di parità pari (figura 6), quindi con $i_1 = n-1$, $d_H = 2$ e un solo bit di ridondanza per blocco.

Il blocco non ha quindi vincoli di lunghezza, anche se la distanza di Hamming è sempre la stessa. Con lo schema appena descritto, la minima distanza euclidea tra due sequenze è:

$$MED = \sqrt{2d_0^2} = \sqrt{2}d_0$$

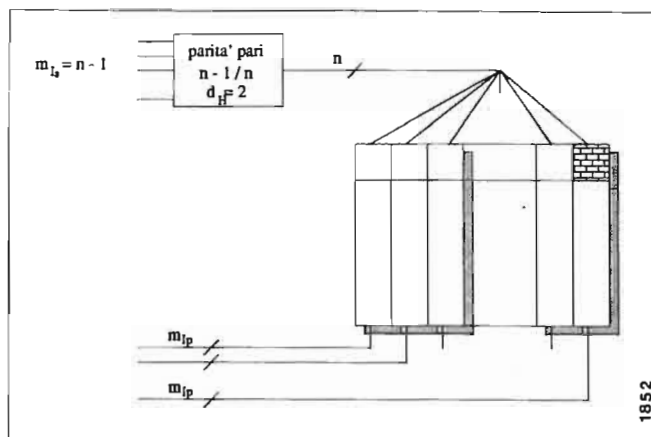



Fig. 6 — Schema di codifica per A-partizioni.







da cui si ricava che il guadagno dovuto all'aumento della MED è:

$$G_d = 20 \cdot \log_{10}\sqrt{2} = 3.01\ dB$$

A seconda del numero di bit d'informazione $m_I$ (per simbolo) che si decidono di inviare, la costellazione bidimensionale da usare è quella per cui si ha il minimo valore energetico dei segnali da trasmettere, pur sempre rispettando alcune proprietà del reticolo che dovrà essere invariante a rotazioni di 90 gradi, dovrà contenere un numero di punti multiplo di 4 e dovrà essere simmetrica rispetto all'asse in fase e a quello in quadratura.

Supponendo di utilizzare una costellazione con $M$ punti, il numero di tutte le sequenze ammesse dal codice è allora:

$$S' = \frac{M^n}{2}$$

Dato $m_I$ bisogna allora adottare $M$ in modo che:

$$\frac{M^n}{2} \geq 2^{m_I n}$$

cioè in modo che:

$$M \geq 2^{1/n + m_I}$$

La scelta ottimale è quella di prendere $M$ con la relazione di uguaglianza, ma, dovendo rispettare le condizioni precedentemente menzionate, dovendo cioè prendere $M$ come multiplo di 4, il numero di segnali sarà in genere superiore a quello strettamente necessario.

Se $\frac{M^n}{2} > 2^{m_I n}$ dovranno essere scartate alcune sequenze di segnali che rispettano la parità imposta dal codice. Il loro numero è pari a:

$$S_e = \frac{M^n}{2} - 2^{m_I n}$$

ed è chiaro che conviene eliminare le sequenze ad energia maggiore. L'ampliamento della costellazione porta ad una perdita di potenza $\Delta P$ e si può dimostrare che il guadagno asintotico effettivo, per costellazioni infinitamente grandi ($m_s \rightarrow \infty$) è $3\left(1 - \frac{1}{n}\right) dB$, che è quindi maggiore quanto più lungo è il blocco. Tuttavia la maggior parte del guadagno si ottiene con blocchi relativamente corti, quindi non è molto conveniente usarne di lunghi, anche perché si avrebbe un aumento della complessità circuitale, nonché dell'«**error coefficient**», il coefficiente che sintetizza la probabilità d'errore dovuta al numero dei «**nearest neighbours**» (segnali che si trovano alla minima distanza euclidea), i quali aumentano all'aumentare delle dimensioni del segnale da inviare.

### 3.2.2 *Schemi basati sulle B-partizioni*

Per gli schemi con B-partizioni (secondo livello di partizione, figura 2) una sequenza $z = [s_1, \ldots s_n]$ appartiene al codice se e solo se:

— due segnali ($s_i$) consecutivi (il primo di indice dispari) appartengono entrambi ad $A_0$ o ad $A_1$;

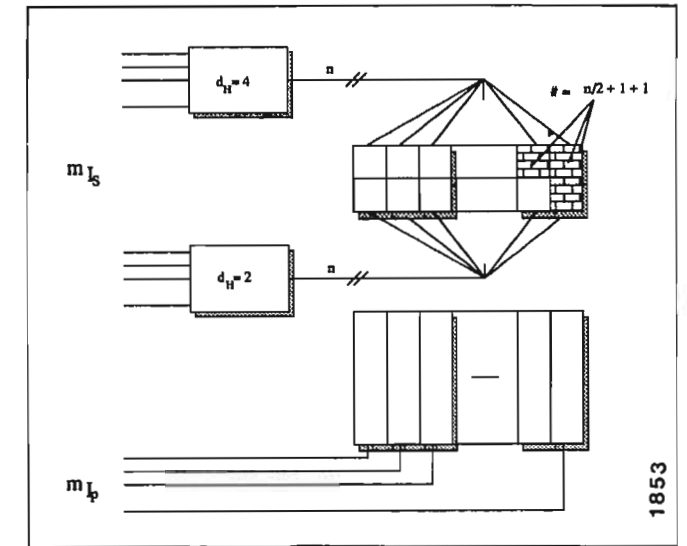



Fig. 7 — Schema di codifica per B-partizioni.

— un numero pari di segnali con indice dispari sta in $A_1$;
— un numero pari di segnali appartiene a $B_1 \cup B_3$.

Osservando le regole sopra enunciate, ci si accorge che la prima di esse implica una ridondanza di $\frac{n}{2}$ $^{bit}/_{blocco}$, mentre le altre, realizzando semplicemente un semplice codice di parità, introducono una ridondanza di solo $1^{bit}/_{blocco}$, portando la ridondanza totale a $\frac{n}{2} + 2^{bit}/_{blocco}$, cioè $\frac{1}{2} + \frac{2}{n}$ $^{bit}/_{segnale}$. In figura 7 è riportato lo schema di codifica.

Il numero di punti che la costellazione deve contenere (M) soddisfa la seguente relazione:

$$M \geq 2^{m_I + \frac{1}{2} + \frac{2}{n}}$$

I punti per l'espansione vengono scelti tenendo conto delle condizioni di regolarità che la costellazione deve soddisfare, come descritto per gli schemi basati sulle A-partizioni, e come per quelli, ci sarà un certo numero di sequenze ridondanti da scartare.

Il guadagno in termini di distanza euclidea è $G_d = 20 \log_{10}(2 \cdot d_0/d_0)\ dB \approx 6\ dB$, mentre la perdita, in termini di energia, dovuta all'espansione della costellazione è $\Delta P = 1{,}5 + {}^6/_n\ dB$, per cui il guadagno effettivo è:

$$G = 4{,}5 - {}^6/_n\ dB$$

Anche qui però si ha a che fare con l'error coefficient che riduce il guadagno a circa 3-4 dB.

## 3.3 TERZO APPROCCIO

La differenza fondamentale tra i due metodi descritti precedentemente sta nel fatto che, mentre nel primo si determinano schemi in modo che i punti bidimensionali costituenti il blocco appartengano a costellazioni con un numero intero di bit per simbolo, nel secondo caso si parte

da tali costellazioni per giungere a costruirne altre che in genere hanno tale numero frazionario. In questa sezione viene descritto un terzo approccio, che può essere visto come caso particolare di entrambi. Un compromesso può essere quello di consentire ai blocchi una lunghezza qualsiasi, e allo stesso tempo fare in modo che la costellazione dei segnali bidimensionali da trasmettere abbia un numero di bit per simbolo ($m_s$) intero.

Per esempio si supponga di applicare uno schema con A-partizioni, nel quale si ha ridondanza pari a 1 $^{bit}/_{blocco}$, con blocchi lunghi 4 segnali. Se ad ogni blocco si vogliono associare 23 bit d'informazione, cioè 5,75 $^{bit\ d'informazione}/_{simbolo}$, la ridondanza porta ad avere $23+1=24$ $^{bit}/_{blocco}$ da trasmettere, cioè 6 $^{bit}/_{simbolo}$, che permette l'utilizzo della costellazione 64-QAM.

Un esempio analogo può essere fatto attraverso uno schema con B-partizioni e lunghezza di blocco ancora pari a quattro. Supponendo di voler associare ad ogni blocco 12 bit d'informazione, ovvero 3 $^{bit\ d'informazione}/_{simbolo}$, dato che con B-partizioni la ridondanza è $\frac{n}{2}+2^{bit}/_{blocco}$, bisogna trasmettere $12+4=16$ $^{bit}/_{blocco}$, cioè 4 $^{bit}/_{simbolo}$, per cui si può usare la costellazione 16-QAM.

Si può concludere che usando uno schema con A-partizioni, con blocchi di lunghezza $n$ e con una costellazione con $m_s$ bit per simbolo, allora si deve avere:

$$m_{I'} = m_s \cdot n - 1$$

mentre usando uno schema con B-partizioni:

$$m_{I} \cdot n = m_s \cdot n - \left(\frac{n}{2}+2\right)$$

Questo modo di procedere evita degli inconvenienti non da poco poiché i segnali del blocco non sono più strettamente correlati come nel caso di numero di bit per simbolo frazionario, evitando l'implementazione di algoritmi per scartare sequenze ridondanti. Ciò riduce drasticamente la complessità dello schema e permette di ottenere i guadagni derivanti da blocchi di lunghezza superiore a $2^p$. Quindi semplicità del primo approccio e guadagni del secondo.

Con tale «filosofia» è stata realizzata l'applicazione descritta nel prossimo capitolo, dove saranno chiariti ulteriormente i concetti fin qui introdotti.

## 4. Applicazione di BCM ad un particolare sistema radio

L'applicazione riguarda collegamenti tramite ponti radio di grande capacità in banda 18 GHz, i cui dati principali sono:

- banda di trasmissione 18 GHz (17,7-19,7 GHz);
- distanza tra i canali RF $\Delta f = 55$ *MHz*;
- frequenza di bit $f_{bit} = 155{,}52$ *MHz*, da cui capacità 155,52 Mbit/s (STM-1).

Il numero di bit d'informazione da trasmettere per ciascun simbolo deve essere almeno pari al rapporto $f_{bit}/\Delta f = 2{,}828$. La banda utilizzata in trasmissione è $B = \Delta f = \frac{f_{bit}}{b} \cdot (1+\alpha)$, dove b è il numero di bit d'informazione per simbolo e $\alpha$ è il roll-off del filtro.

Se si decide di trasmettere 3 $^{bit}/_{simbolo}$, il valore massimo di $\alpha$ è $\alpha_{max} = \frac{\Delta f}{\frac{f_{bit}}{3}} - 1 = 0{,}06$, che rende praticamente impossibile la realizzazione del filtro. Inoltre con una tale scelta di $\alpha$ l'ISI (interferenza intersimbolica) diverge rapidamente negli istanti di campionamento non ottimi, per cui circuiti di temporizzazione devono lavorare con precisione molto grande.

Per questo, uno schema di modulazione QAM che associa 4 bit a ciascun simbolo (16-QAM) risulta conveniente ed è molto semplice da implementare. Se il sistema non è codificato, si ha $\alpha_{max} = 0{,}415$, valore di roll-off ragionevole.

Volendo utilizzare la modulazione codificata con l'approccio introdotto in questo articolo, con un solo passo di partizione e con blocchi di lunghezza 2, si hanno 3,5 bit d'informazione per simbolo (dato che la ridondanza prevista è di 1 $^{bit}/_{blocco}$). Il guadagno asintotico è di 2,43 *dB*, mentre il roll-off massimo è $\alpha_{max} = 0{,}23$, che è ancora piuttosto piccolo. Allungando il blocco a 4 segnali vengono associati a ciascun simbolo 3,75 bit d'informazione, e si ottiene un guadagno asintotico pari a 2,73 *dB* con $\alpha_{max} = 0{,}32$, che non pone molti problemi d'implementazione.

Andando oltre $n=4$ la complessità cresce molto rispetto ai guadagni che si ottengono, e ciò porta a concludere che lo schema con blocco di 4 segnali rappresenta il miglior compromesso tra guadagni, complessità e roll-off massimo.

Con questo schema, denominato **16-BCM _ 8D**, si hanno 15 bit d'informazione per blocco, suddivisi in due gruppi (figura 8). Il primo gruppo consta di 3 bit (bit codificati) utilizzati dal codificatore di parità per generare i 4 che determinano i sottoinsiemi di appartenenza di ciascun segnale nel blocco. Il secondo, composto di 12 bit, costituisce l'insieme dei bit liberi, assegnati 3 per ciascun segnale del blocco, per individuare il punto all'interno dei sottoinsiemi determinati con i bit del primo gruppo.

Lo schema è stato progettato in modo che fosse invariante a rotazioni di 90 gradi. Per ottenere tale proprietà, come spiegato più dettagliatamente nella prossima sezione, è necessaria l'applicazione del «mapping by set partioning», la codifica differenziale di determinati bit, e occorre che il blocco sia composto da un numero di segnali multiplo di 2.

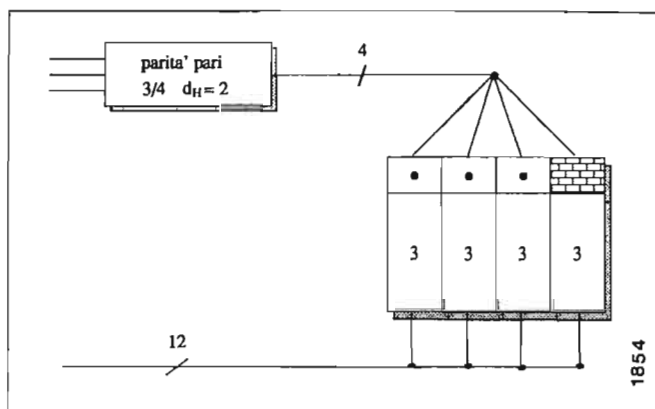



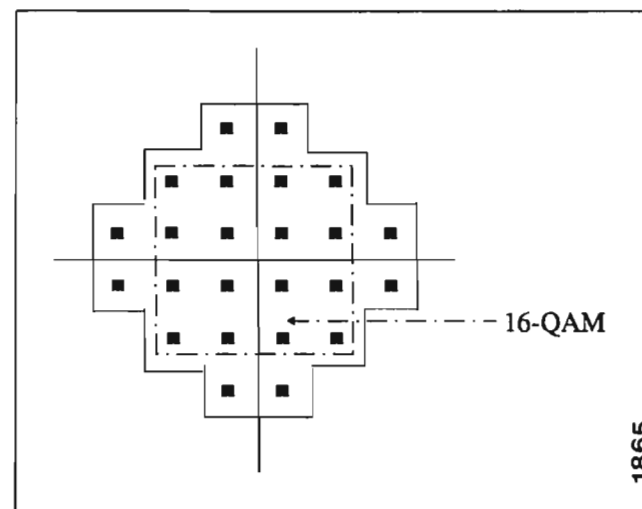
Fig. 8 — Schema di codifica 16-BCM _ 8D.







Fig. 9 — Costellazione 24-QAM.

Alternativamente e come confronto si potrebbe pensare di utilizzare il secondo approccio. Avendo 4 bit d'informazione per simbolo, con blocco di due segnali ($n=2$, schema 4-dimensionale) la costellazione deve contenere un numero di punti pari al più piccolo intero $M$ che soddisfa la seguente disuguaglianza:

$$\frac{M^n}{2} \geq 2^{m_{I} \cdot n} \Rightarrow \frac{M^2}{2} \geq 2^{4 \cdot 2}$$

dalla quale risulta che:

$$M = 16 \cdot \sqrt{2}$$

Ricordando però che la costellazione deve presentare simmetria ogni 90 gradi, il numero dei punti deve essere necessariamente multiplo di 4, per cui $M=24$, e lo schema viene denominato **24-BCM _ 4D**.

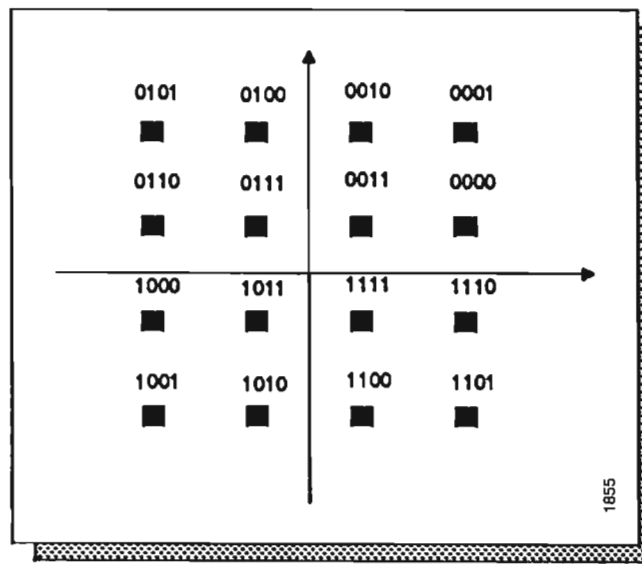



Fig. 10 — Mapping «rotazionale» per 16-QAM.

La costellazione risultante, riportata in figura 9, comporta però un lieve aumento del rapporto $\frac{P_{picco}}{P_{media}}$, richiedendo una maggiore linearità dell'amplificatore, e soprattutto un aumento della complessità circuitale, dovendo implementare algoritmi per determinare alcune sequenze da scartare, dato che $\frac{M^n}{2} > 2^{m_{I} \cdot n}$. Ci si accorge che è inutile ricorrere ad una maggiore lunghezza di blocco, dato che dovrebbero essere scartate ancora più sequenze. Inoltre, le prestazioni di questo schema sono, come si vedrà, abbastanza modeste, e ciò rende sconsigliabile l'adozione di tale schema.

### 4.1 Invarianza rispetto alle rotazioni di fase

Usando costellazioni QAM succede che il demodulatore possa «agganciarsi» ad una fase diversa da quella di trasmissione, con ambiguità di 90 gradi.

#### 4.1.1 *Sistemi QAM non codificati*

Si nota che la geometria degli assi viene ricostruita con uno sfasamento di 90, 180 oppure 270 gradi, ed è quindi possibile che un punto trasmesso possa essere interpretato come il suo corrispondente ruotato di tali angoli. Un tale sistema quindi è insensibile alle rotazioni, e perciò definibile come **trasparente alle rotazioni**. Se il sistema riesce a garantire anche l'esatto trasferimento di dati (bit d'informazione) in presenza di rotazioni di fase, possiamo definirlo **invariante alle rotazioni**.

Un sistema trasparente non è in generale invariante, ma si può ottenere l'invarianza attraverso un mapping particolare e la codifica differenziale di 2 opportuni bit (codificando differenzialmente k bit si risolve l'ambiguità a $^{360}/_{2k}$).

È necessario distinguere i segnali assegnando a quelli appartenenti ad un medesimo quadrante gli stessi primi 2 bit (bit di quadrante). Eseguendo poi il mapping dei rimanenti in modo che ai 4 segnali, ottenuti attraverso rotazioni di multipli di 90 gradi di uno stesso punto, siano associati gli stessi bit (bit liberi, figura 10).

#### 4.1.2 *Sistemi BCM*

Anche per i sistemi BCM l'invarianza si ottiene attraverso la trasparenza del sistema, la codifica differenziale di 2 bit, nonché un certo tipo di mapping. La trasparenza però non è dovuta soltanto alle proprietà geometriche della costellazione, ma dipende anche dallo schema di codifica adottato e dall'applicazione del «mapping by set partitioning».

Si può dare la seguente definizione:

- un sistema BCM si dice **trasparente** se, data una qualsiasi sequenza ammessa dal codice, rotazioni di 90, 180 oppure 270 gradi, fanno ottenere ancora una sequenza ammessa;
- un sistema BCM è **invariante** se riesce a trasmettere correttamente i bit anche in presenza di rotazioni di fase.

È chiaro che tali regole coincidono con quelle enunciate precedentemente, ma, mentre in quel caso tutte le sequenze erano ammesse, ora a causa della codifica, non sempre sequenze ruotate risultano ammesse. Ad esempio, avendo un sistema BCM con segnali appartenenti ad un 16-QAM, considerando un solo passo di partizione e blocco di 4 segnali, le sequenze ammesse sono quelle di tipo:

$$[A_{i_1}, A_{i_2}, A_{i_3}, A_{i_4}] \qquad i_k \Rightarrow [0, 1];$$

$$\sum_{1}^{4} i_k = 0(mod.\ 2)$$

Supponendo di trasmettere qualsiasi sequenza ammessa dal codice, cioè con un numero pari di segnali di $A_1$, rotazioni di 180 gradi portano allo stesso tipo di sequenza, mentre rotazioni di 90 o 270 gradi trasformano segnali di $A_0$ in segnali di $A_1$ e viceversa. Ciò però non viola la parità di richiesta dal codice, per cui la sequenza è ancora ammessa, ed il sistema è quindi trasparente.

Supponendo invece di avere lo stesso schema, ma con blocchi di 3 segnali, succede che, se la sequenza è ammessa dal codice, cioè se $i_1 \oplus i_2 \oplus i_3 = 0$, con una rotazione di 90 oppure 270 gradi, dato che punti di $A_{i_1}$ vanno a finire in punti di $A_{i_1}' = A_{i_1 \oplus 1}$, la sequenza non è più ammessa dal codice, e quindi il sistema non è trasparente.

Si può dimostrare infatti che:

— condizione necessaria affinché un sistema BCM sia trasparente è che la lunghezza del blocco sia un multiplo di $2^p$ (p = numero di partizioni effettuate sulla costellazione).

La stessa conclusione vale anche per le B-partizioni.

Desunta la trasparenza, è necessario assicurare che rotazioni di 90 gradi, o multipli, di un punto di un sottoinsieme, portino a punti di un altro sottoinsieme con gli stessi bit liberi.

Nel caso di A-partizioni serve un solo bit per individuare il sottoinsieme di appartenenza, per cui punti ruotati di 180 gradi, appartenendo ad uno stesso sottoinsieme, non possono avere gli stessi bit liberi. Occorre allora che il primo bit libero di un punto sia opposto al primo bit libero del punto ottenuto attraverso una sua rotazione di 180 gradi.

Il sottoinsieme $A_i$ può essere allora pensato come diviso nei due sottoinsiemi $A_i'$ e $A_i''$, ognuno dei quali ha punti sfasati rispetto a quelli dell'altro di 180 gradi, ed è individuato tramite il primo bit libero, accorgendosi che tale suddivisione coincide con quella operata per B-partizioni. Fatto ciò, codificando differenzialmente i primi due bit, si ottiene allora l'invarianza.

Operando allo stesso modo per costellazioni partizionate tre e più volte, ci si accorge che, oltre ai bit liberi, risultano uguali anche il terzo e gli altri bit che identificano il sottoinsieme; l'invarianza comunque è ancora assicurata, poiché i punti di $C_j$, oppure di $D_j$ e così via, possono essere considerati come punti di un determinato $B_i$, e i loro bit di sottoinsieme considerati tali fino al secondo, mentre alla stregua dei bit liberi dal terzo in poi. Quindi il mapping necessario per ottenere l'invarianza, per qualsiasi livello di partizione, è quello che si opera per le B-partizioni.

Riassumendo si può quindi concludere che:

La trasparenza si ottiene attraverso:
— Simmetria di quadrante della costellazione;
— Mapping by set partitioning;
— Lunghezza del blocco multiplo di $2^p$;

L'invarianza invece si ottiene attraverso:
— Trasparenza;
— Codifica differenziale dei primi due bit.

### 4.1.3 *Codifica differenziale per 16-BCM_8D*

La codifica differenziale potrebbe essere realizzata in maniera convenzionale, ma per il 16-BCM_8D è possibile adottare due metodi alternativi.

Il primo prevede la codifica differenziale tra segnali di blocchi successivi che occupano la medesima posizione (per esempio il primo segnale di un blocco è codificato differenzialmente rispetto al primo segnale del blocco precedente, il secondo rispetto al secondo, e così via). Questo modo di operare offre notevoli vantaggi rispetto al metodo convenzionale, poiché permette di lavorare in parallelo e con frequenza quattro volte minore (figura 11).

Lo stesso vantaggio può essere ottenuto dal secondo metodo, che prevede la codifica attraverso la scelta di un segnale «*leader*» del blocco. Tale segnale viene codificato differenzialmente rispetto al leader del blocco precedente, e lo sfasamento registrato tra i leader viene sfruttato anche per gli altri segnali del blocco (figura 12).

Confrontando le due figure si nota che la seconda soluzione sembra semplificare ancora di più le cose dato che mancano le tre celle di memoria, relativi ai segnali non leader.

In ricezione vengono utilizzati circuiti duali di quelli raffigurati nelle due precedenti figure.

## 4.2 DECODIFICA

Sono stati proposti diversi schemi che realizzano la decodifica di codici BCM, e tutti si basano sulla decisione soft del segnale, senza la quale, come già accennato, non avrebbe alcun senso parlare di modulazione codificata. La soluzione ottimale è quella di usare il metodo della decodifica a massima verisimiglianza, secondo cui la sequenza ricevuta è comparata con tutte le parole di codice, per misurarne la distanza euclidea e quindi decidere in favore di quella con la metrica migliore. Ciò significa effettuare un numero di confronti che cresce esponenzialmente con le dimensioni del blocco e del numero di bit per simbolo, implicando una elevata complessità che compromette le prestazioni generali del sistema.

Fig. 11 — Primo metodo di codifica differenziale.

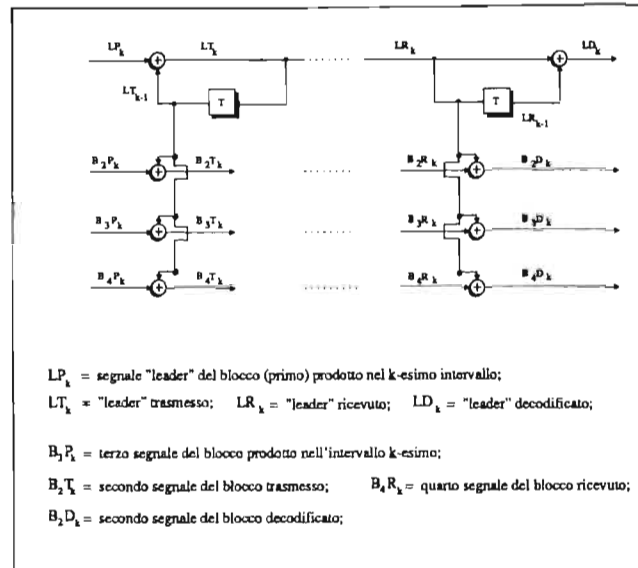



Fig. 12 — Secondo metodo di codifica differenziale.

Per questo si ricorre ad altre tecniche, come quelle illustrate in bibliografia 8, 9 e 10, che, anche se non sempre ottime, offrono sotto questo punto di vista sicuramente vantaggi notevoli.

L'algoritmo di Viterbi (bibl. 11), ampiamente utilizzato per la decodifica di codici convoluzionali, è stato proposto anche per quella di codici a blocco (bibl. 12), dimostrandosi una valida alternativa ai metodi già praticati.

### 4.2.1 *Codici binari*

È noto che un codice binario $(n,k)$ può essere rappresentato dalla cosiddetta matrice generatrice $(G_{(k,n)})$ e da quella di parità $(H_{(n-k,n)})$, tale che, data una parola di codice $\vec{X}_n = [x_1, x_2, \ldots, x_n]$

$$H \cdot \vec{X}_n^T = \vec{h}_1 \cdot x_1 \oplus \vec{h}_2 \cdot x_2 \oplus \ldots \oplus \vec{h}_n \cdot x_n = \vec{0}_{n-k}$$

dove $\vec{h}_j$ è la $j$-esima colonna di H.

Un trellis per la decodifica di codici a blocco binari ha l'obiettivo di mostrare lo sviluppo temporale del prodotto $H \cdot \vec{X}_n^T$. Per questo è prevista profondità $n$, e per ogni livello $2^{n-k}$ nodi, ognuno identificato da una $(n-k)$-pla binaria. Ogni sequenza ricevuta, partendo dal nodo 0 al livello 0, induce un cammino particolare nel trellis, di modo che se al generico livello $j$ si è giunti al nodo individuato da $[n_1, n_2, \ldots, n_{n-k}]$, il nodo raggiunto al livello $j+1$ è:

$$[n'_1, n'_2, \ldots, n'_{n-k}] = [n_1, n_2, \ldots, n_{-k}] \oplus b_j \cdot \vec{h}_{i+1}$$

dove $b_{j+1}$ è il $j+1$-esimo bit presente nella sequenza ricevuta.

Se al livello $n$ si giunge di nuovo al nodo 0, la sequenza viene riconosciuta come parola di codice.

Quanto detto può essere illustrato dalla figura 13, che mostra il trellis con le transizioni ammesse dal codice (4,2) con matrice di parità $= \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$.

### 4.2.2 *Codici BCM*

Quanto detto per i codici binari è estendibile a quelli $m$-ari, considerando $m^{n-k}$ nodi e $m$ archi che dipartono da ognuno di essi. Per questo anche per alcune classi di

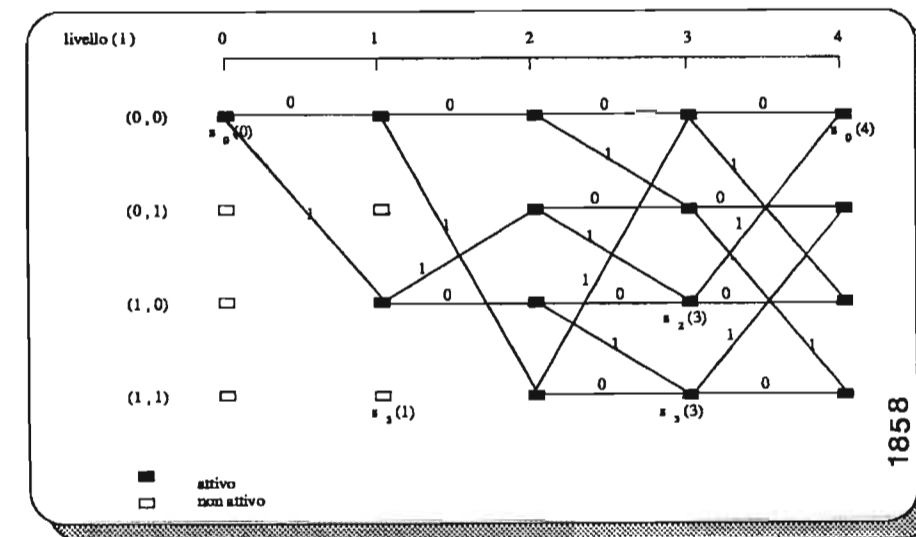



Fig. 13 — Trellis per decodifica di codici a blocco.

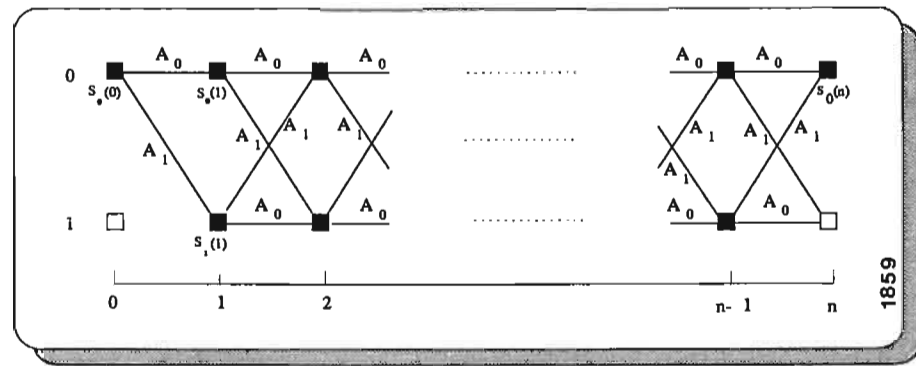



Fig. 14 — Trellis per A-partizioni.

codici BCM è possibile tale decodifica.

Negli schemi per A-partizioni si considerano solo i sottoinsiemi $A_0$ e $A_1$. Il trellis prevede due stati, 0 e 1, che corrispondono rispettivamente alla parità pari e dispari del numero di segnali di tipo $A_1$.

Se viene ricevuto un segnale di $A_0$, lo stato non cambia, mentre ricevendo un segnale di $A_1$ si ha un cambiamento di stato. Anche qui, la sequenza di segnali è accettata se dopo $n$ passi si giunge allo stato 0 (figura 14).

Per le B-partizioni si considerano i seguenti 4 sottoinsiemi 4-dimensionali

$$B_0^4 = B_0B_0 \cup B_1B_1 \qquad B_1^4 = B_0B_1 \cup B_1B_0$$

$$B_2^4 = B_2B_2 \cup B_3B_3 \qquad B_3^4 = B_2B_3 \cup B_3B_2$$

corrispondenti a tutte le possibili combinazioni di due segnali consecutivi ammessi, che, come imposto dal codice, devono appartenere entrambi ad $A_0$ oppure ad $A_1$.

Adottando la notazione binaria per indicare i pedici dei quattro insiemi, possiamo associare alla cifra più significativa l'appartenenza della coppia ad $A_0$ oppure ad $A_1$, mentre alla seconda l'avere un numero pari o dispari di segnali appartenenti a $B_1 \cup B_3$. Per esempio $B_3^4 = B_{11}^4$ corrisponde ad una sequenza di due segnali entrambi di $A_1$ e contenenti un numero dispari di segnali $\in B_1 \cup B_3$. Le transizioni nel trellis avvengono ogni due intervalli di simbolo, proprio per il tipo di codice che vuole che due segnali consecutivi siano dello stesso tipo, ed i suoi stati saranno 4 e contraddistinti da due cifre binarie, la più significativa delle quali indicherà la parità del numero di segnali di tipo $A_1$ nelle posizioni dispari della sequenza ricevuta, mentre l'altra quella del numero di segnali appartenenti a $B_1 \cup B_3$. Detto questo è facile allora la costruzione del trellis, riportato in figura 15.

## 5. Analisi delle prestazioni

I risultati sono ottenuti attraverso simulazioni su calcolatore effettuate con il package «TOPSIM IV» (Politecnico di Torino). Oltre che con il BER (Bit Error Rate), le prestazioni di un sistema BCM in presenza di rumore gaussiano bianco additivo (AWGN) possono essere valutate in riferimento a due parametri che indicano rispettivamente la probabilità di errare un blocco e quella di errare un singolo simbolo all'interno di un blocco.

La probabilità di ricevere un blocco errato è:

$$P_{E(\text{blocco})} \leq V \cdot Q\left(\frac{d_{\min}}{2 \cdot \sigma}\right)$$

dove σ denota la deviazione standard del rumore (in ogni dimensione),

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-y^2/2}\, dy$$

è l'integrale d'errore di Gauss e $V$ il numero medio dei «vicini più vicini», cioè dei simboli che si trovano alla minima distanza euclidea. Per sistemi con un passo di partizione si ha $A \leq 4 \cdot n(2n-1)$, il che significa che con blocchi di due segnali ($n=2$) si ha $V \leq 24$, mentre con blocchi 8-dimensionali ($n=4$) $V \leq 112$.

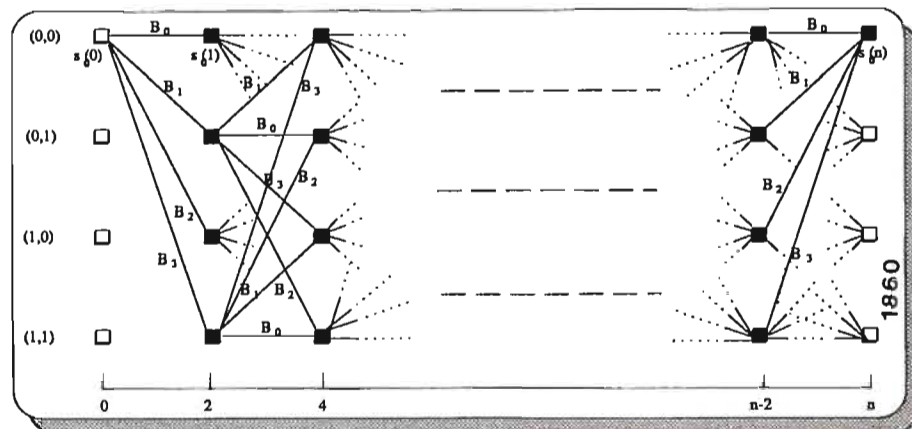



Fig. 15 — Trellis per B-partizioni.

Supponendo che gli errori si verifichino solo con segnali alla minima distanza euclidea, un blocco sarà errato per 2 coordinate su un totale di $2n$. Con questa ipotesi allora la probabilità di errare un singolo simbolo all'interno del blocco è pari a

$$P_{E(\text{singolo simbolo})} \leq K \cdot Q\left(\frac{d_{\min}}{2 \cdot \sigma}\right)$$

dove

$$K = \frac{(V_1 + 2 \cdot V_2)}{n}$$

è il fattore che moltiplicato per la probabilità di errare un blocco ci dà quella di errare un simbolo. Dato un blocco in trasmissione, in ricezione un nearest neighbour può essere ottenuto errando un segnale con un altro dello stesso sottoinsieme, oppure errando due segnali con quelli a distanza minima dell'altro sottoinsieme. Con $V_1$ e $V_2$ si indicano i numeri medi dei nearest neighbours rispettivamente con uno o due simboli diversi.

Dalla formula precedente che esprime il valore di $V$ in funzione di $n$, si nota che il numero dei nearest neighbours aumenta al crescere della lunghezza del blocco. Dato che l'influenza dei nearest neighbours si manifesta con lo spostamento verso l'alto delle curve di $P_E$ *vs SNR*, ciò provoca una riduzione non trascurabile del guadagno per valori di *SNR* bassi, dove le curve presentano un andamento molto meno ripido rispetto a quello che hanno per valori alti di tale rapporto, quando tendono ad essere rette verticali.

### 5.1 Analisi dei risultati ottenuti

In questo capitolo vengono confrontate le prestazioni in termini di *BER* dei due sistemi codificati descritti in questo articolo e del sistema 16-QAM usato come sistema non codificato di riferimento. Il grafico che le illustra è riportato in figura 16.

Nel sistema 24-BCM il numero di bit d'informazione associato ad ogni simbolo trasmesso è, come nel caso del 16-QAM, 4. Il guadagno asintotico rispetto a questo sistema è $G = 1{,}55\ dB$, in termini $\frac{E_b}{N_0}$ o *SNR*, dovuto al fatto che, avendo un solo passo di partizione e il codice con $d_H = 2$, la distanza libera quadrata tra due segnali è raddoppiata, ottenendo un guadagno $G_d = 3{,}01\ dB$. Tale guadagno viene però pagato trasmettendo più potenza, $14 \cdot d^2$ anziché $10 \cdot d^2$, perdendo in questo modo $\Delta_p = 1{,}46\ dB$.

Precedentemente si è detto che $G = 3 \cdot \left(1 - \frac{1}{n}\right)\ dB$ e quindi, per $n=2$, $G = 1{,}5\ dB$. Questo corrisponde al guadagno asintotico rispetto a 16-QAM di un sistema ipotetico con $2^{4 \cdot 5} = 22{,}63$ punti nella costellazione. La costellazione usata nel sistema 24-BCM è ottenuta espandendo quella 16-QAM del minimo necessario, rispettando alcune regole per rendere il sistema invariante alle rotazioni.

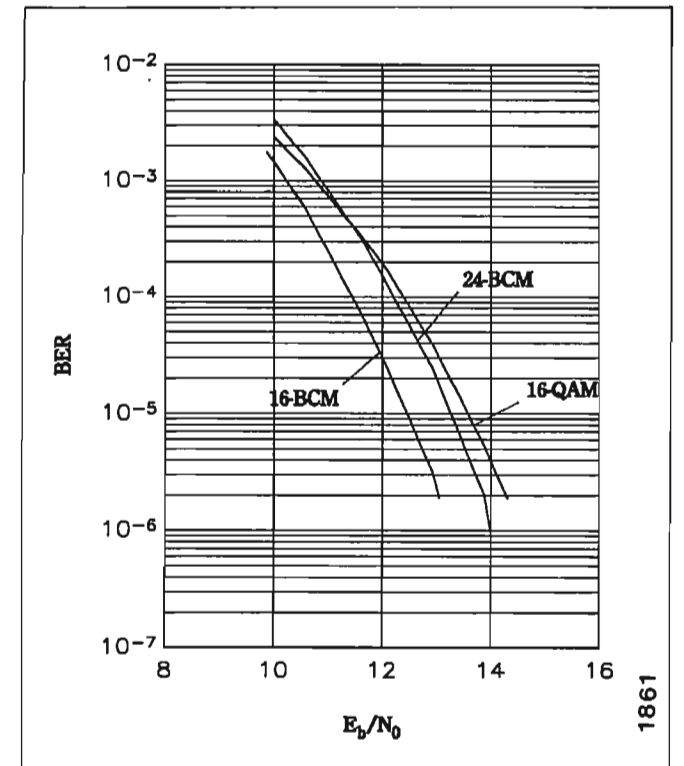



Fig. 16 — Confronto delle curve di BER.

Dopo aver scartato le sequenze a potenza maggiore (ammesse dal codice a parità adottato, ma non necessarie per trasmettere i bit d'informazione all'ingresso del sistema), si calcola che il guadagno reale risulta lievemente superiore a questo valore ipotetico.

Per poter confrontare i risultati con quelli teorici riportati in bibliografia 8 e 9, sono state dedotte le curve di *SER* (Symbol Error Rate). I valori teorici sono leggermente migliori di quelli ottenuti tramite simulazioni, che però possono ritenersi più realistici. Ciò è dovuto al fatto che le simulazioni sono state effettuate quantizzando le distanze tra i punti con 3 bit, mentre in bibliografia 8 e 9 viene adottata la cosiddetta decodifica «**infinitely soft**», cioè senza quantizzazione delle metriche (l'influenza del numero bit usati nella quantizzazione è esaminata a proposito del sistema 16-BCM _ 8D).

Nel 16-BCM _ 8D il rate è $r = \frac{15}{16}$, e il guadagno (in termini di $\frac{E_b}{N_0}$ o *SNR*) rispetto ad un ipotetico sistema con costellazione di $2^{3{,}75}$ punti (13,45-QAM) è pari a $G = 3 \cdot \left(1 - \frac{1}{n}\right) = 2{,}25\ dB$. Il guadagno asintotico rispetto al 16-QAM non-codificato è $G = 2{,}73\ dB$, in termini di $\frac{E_b}{N_0}$ o 3,01 *dB* in *SNR*. Questo fatto si spiega immediatamente ricordando che la potenza trasmessa in entrambi casi è uguale cioè $10 \cdot d^2$, mentre la sensitività al rumore è dimezzata.

Il risultato mostrato sopra può essere generalizzato a tutti gli schemi con A-partizioni che adottano il terzo approccio. Il guadagno asintotico, riportato per varie costella-

TABELLA 1
GUADAGNI ASINTOTICI DI VARI SCHEMI BCM

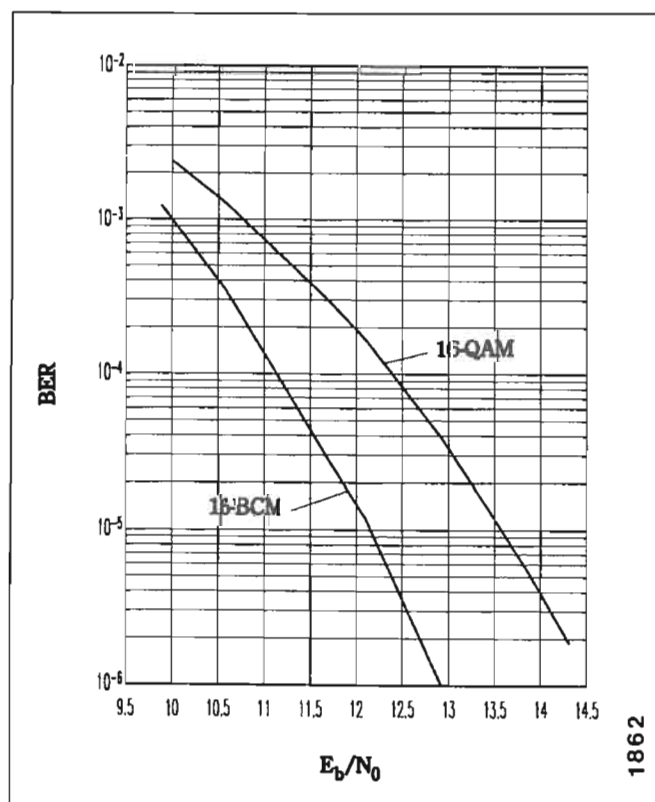
| | BPSK ($b_{QAM}=1$) | | | | 4-QAM ($b_{QAM}=2$) | | | | 16-QAM ($b_{QAM}=4$) | | | | 64-QAM ($b_{QAM}=6$) | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $n$ | 2 | 4 | 6 | 8 | 2 | 4 | 6 | 8 | 2 | 4 | 6 | 8 | 2 | 4 | 6 | 8 |
| $G$ | 0 | 1,73 | 2,22 | 2,43 | 1,76 | 2,43 | 2,63 | 2,73 | 2,43 | 2,73 | 2,83 | 2,87 | 2,63 | 2,83 | 2,89 | 2,91 |

zioni nella Tabella 1, è calcolato nel seguente modo:

$$G=3{,}01-10\cdot\log_{10}\frac{n\cdot b_{QAM}}{n\cdot{}_{QAM}-1}\ dB$$

Si vede che, man mano che cresce la costellazione, ci si avvicina al guadagno di 3 dB con blocchi della stessa lunghezza, anche se la ridondanza introdotta è sempre più piccola (un bit su 4, 8, 16, 24 per $n=4$).

In letteratura viene descritto come con la modulazione codificata a traliccio si riescano ad ottenere miglioramenti anche in presenza di non-linearità (bibl. 13). Tali vantaggi sono stati riscontrati anche attraverso simulazioni di schemi BCM, come mostrato in bibliografia 8. Questa è conseguenza del processo di decodifica soft di sequenze e/o blocchi, utilizzato anche in BCM.

È un risultato noto che la maggior parte del guadagno, ottenuto dalla decodifica soft, si ottiene quantizzando le metriche con 3 o 4 bit. Per verificare questo risultato teorico, sono state effettuate alcune simulazioni con il sistema 16-BCM _ 8D usando un diverso numero di bit.

Le curve di prestazioni precedentemente esposte sono state ottenute con 3 bit. In figura 17 è riportata la curva di BER ottenuta con 4 bit, mentre la figura 18 illustra il miglioramento delle prestazioni per $\frac{E_b}{N_0}=10\ dB$, espresso in $dB$, rispetto al sistema non-codificato, al variare del numero di bit per la quantizzazione delle distanze. Si nota che il guadagno nel passare da 3 a 4 bit non è trascurabile (circa 0,25 $dB$), mentre quello che si ottiene da 4 a 5 bit è molto inferiore (circa 0,05 $dB$), per cui 4 bit sembrano essere un buon compromesso tra complessità circuitale e prestazioni (esse sono molto prossime a quelle della «infinitely soft).

L'analisi è completata da uno studio sulla distribuzione degli errori. L'istogramma in figura 19 illustra la funzione di densità di probabilità della distanza (espressa in numero di blocchi) esistente tra due blocchi errati (il numero di blocchi errati è 776, per cui si può ritenere sufficientemente grande da garantire l'affidabilità dei risultati). Come ci si aspettava, l'andamento dell'istogramma può essere approssimato con quello di curva del tipo $e^{-x}$, da cui si ha la conferma che i blocchi errati sono indipendenti l'uno dall'altro e hanno una distribuzione di Poisson. Inoltre è stato possibile ricavare il numero medio di bit errati per blocco. Tale valore risulta essere circa 4,2 bit per blocco.

Il sistema a grande capacità a 18 GHz è pensato principalmente per l'impiego in reti d'accesso utente. La lunghezza tipica di tratta stimata è di circa 10 Km, visto che l'attenuazione a queste frequenze è già abbastanza forte. È noto che per frequenze superiori 10 GHz la causa principale delle degradazioni di prestazione è la pioggia, me-

Fig. 17 — BER del 16-BCM _ 8D con 4 bit di quantizzazione.

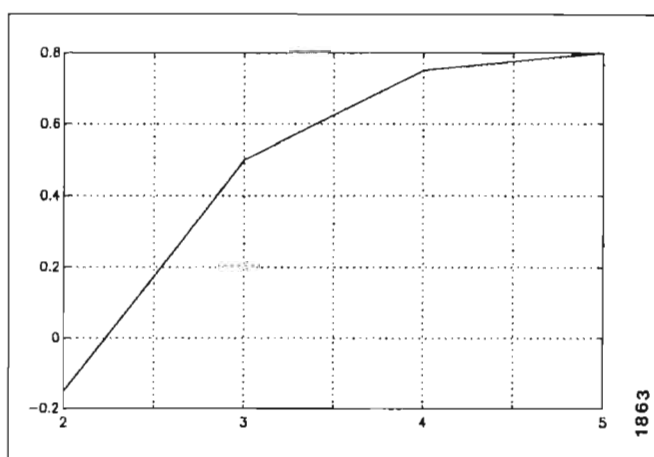



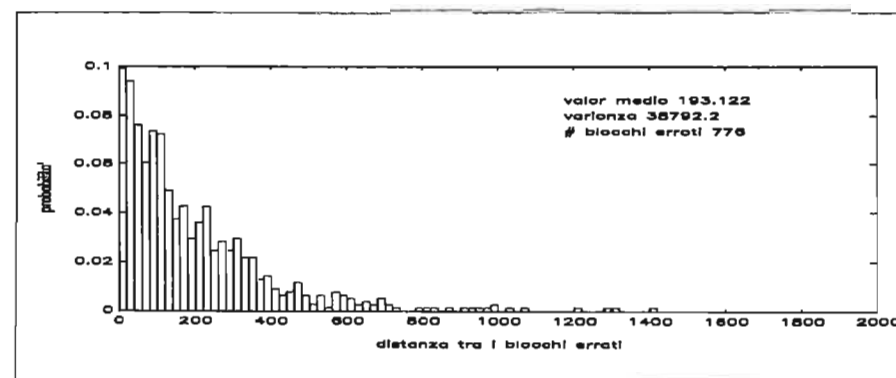
Fig. 18 — Miglioramento in dB delle prestazioni.





Fig. 19 — Distanza tra due blocchi errati.

tre i cammini multipli, anche se si tratta di sistema di grande capacità, hanno importanza minore.

Gli altri dati principali che si possono ragionevolmente assumere per il sistema sono:
— potenza di saturazione $P_{sat}=29\ dBm$;
— back-off dell'amplificatore d'uscita BO = 4 $dB$;
— potenza all'uscita del filtro Tx $P_{Tx}=23\ dBm$;
— potenza di soglia all'ingresso del filtro Rx $P_{S_{min}}=-76\ dBm$;
— figura di rumore del ricevitore $NF_{MAX}=4\ dB$;
— attenuazione dei filtri Tx e Rx $A_{f_{max}}=2\ dB$;
— feeder loss = 0.

Detto ciò è possibile fare un semplice calcolo dei parametri dell'intero sistema radio. La potenza del rumore all'ingresso del ricevitore è data dalla seguente espressione:
$P_N=k\cdot T\cdot f_{simb}=-114\ dBm+10\cdot\log_{10}f_{simb}=-97{,}8\ dBm$ dove $k=13{,}8\cdot 10^{23}\ J/K$ è la costante di Boltzmann, $T$ è la temperatura espressa in Kelvin e $f_{simb}=f_{bit}/b$ è la banda equivalente di rumore in MHz. Il rapporto $SNR$ allo stesso punto del sistema è:

$$SNR=\frac{P_{S_{min}}}{P_N}=P_{S_{min}}(dB)-P_N(dB)=21{,}8\ dB.$$

Dopo il filtro di ricezione e il ricevitore, questo rapporto è ulteriormente degradato, e all'ingresso del modem si ha $SNR=15{,}8\ dB$. Avendo $b=3{,}75$ bit d'informazione per simbolo si ha:

$$\frac{E_b}{N_0}=15{,}8-10\cdot\log_{10}3{,}75=10{,}08\ dB$$

Dalla figura 17 si nota che il sistema 16-BCM _ 8D, a differenza del 16-QAM non-codificato, raggiunge $BER=10^{-3}$ per $\frac{E_b}{N_0}=10\ dB$, quindi si adatta alla realizzazione dell'applicazione descritta. È ovvio che si tratta di calcoli di massima per mostrare la consistenza delle scelte fatte.

## 6. Conclusioni

Questo articolo riporta i punti essenziali del lavoro svolto dagli autori nell'ambito della terza edizione del Master in Tecnologia dell'Informazione, presso il Centro CEFRIEL. Una trattazione più dettagliata degli argomenti si può trovare in bibliografia 14.

Dalla nostra analisi risulta che i sistemi BCM che offrono prestazioni migliori sono quelli che sfruttano costellazioni ampie (es. 64-QAM), e con blocchi composti da pochissimi simboli (2-4). L'approccio che si è rivelato migliore è quello introdotto in questo articolo, dedotto come caso particolare degli altri due già noti. Questo è stato adottato per implementare uno schema «ad hoc» che si adatta alla particolare applicazione descritta.

(4003)

## BIBLIOGRAFIA


1. - R. BALLART, Y. C. CHING: *Sonet: Now It's the Standard Optical Network*, «IEEE Communications Magazine», vol. 27, n. 3, Mar 1989.
2. - M. SHAFI, L. DAVEY, W. SMITH: *The Impact of Synchronous Digital Hierarchy on Digital Microwave Radio: A View from Australia*, «IEEE Communications Magazine», vol. 28, n. 5, May 1990.
3. - G. UNGERBOECK: *Channel Coding with Multievel/Phase Signals*, «IEEE Transactions on Information Theory», vol. IT-28, n. 1, Jan 1982.
4. - G. UNGERBOECK: *Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets; Part 1: Introduction*, «IEEE Communications Magazine», vol. 25, n. 2, Feb 1987.
5. - G. UNGERBOECK: *Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets: Part 2: State of the Art*, «IEEE Communications Magazine», vol. 25, n. 2 Feb. 1987.
6. - G. D. FORNEY, JR., R. G. GALLAGHER, G. R. LANG, F. M. LONGSTAFF, S. U. QURESHI: *Efficient Modulation for Band-Limited Channels*, «IEEE Journal on Selected Areas in Communications», vol. SAC. 2, n. 5, Sep 1984.
7. - E. L. CUSACK: *Error Control Codes for QAM Signalling*, «Electronics Letters», vol. 20, n. 2, Jan 1984.
8. - A. CHOULY, H. SARI: *A Class of Block-Coded Modulation Schemes Based on One-Step Partitioning of the Signal Alphabet*, ICC '89 Conf. Rec., vol. 1, Boston, MA., Jun 1989.
9. - A. CHOULY, H. SARI: *Design and Performance of Block-Coded Modulation for Digital Microwave Radio Systems*, «IEEE Transactions on Communications», vol. 38, n. 5, May 1990.
10. - S. SAYEGH: *A Class of Optimum Block Codes in Signal Space*, «IEEE Transactions on Communication», vol. COM-34, n. 10, Oct 1986.
11. - G. DAVID FORNEY, JR.: *The Viterbi Algorithm*, «Proceedings of the IEEE», vol. 61, n. 3, Mar 1973.
12. - JACK K. WOLF: *Efficient Maximum Likelihood Decoding of Linear Block Codes Using a Trellis*, «IEEE Transactions of Information Theory», vol. IT-24, n. 1, Jan 1978.
13. - S. BELLINI, G. SALVINI, M. TAVERNA: *Trellis Coding in High Capacity M-QAM Radio*, ECRR Abano Terme (PD), 1989.
14. - A. BARBONE, G. BISCEVIC: *Codifica a Blocco Integrata alla Modulazione (BCM)*, Rapporto interno CEFRIEL-RI 91064, 1991.

# IL SISTEMA RADIOMOBILE PAN-EUROPEO GSM: TRASMISSIONE

LUCA TOMASSINI *

*SOMMARIO — L'articolo presenta una panoramica delle tecniche e metodologie impiegate nell'interfaccia radio del sistema radiomobile pan-europeo GSM. Viene esaminata l'architettura del sistema GSM, l'interfaccia radio e la tecnica di modulazione impiegata. Tali metodologie, basate fondamentalmente su tecnica numerica, vengono per la prima volta impiegate su larga scala ad un sistema commerciale.*

*SUMMARY — **The Pan-European GSM Mobile Radio System: Transmission.** The paper gives an overview of the techniques and methodologies used in the radio interface of the Pan-European GSM mobile radio system. The architecture, the radio interface and the modulation technique employed are examined. The methodologies mainly based on the digital technique, are applied for the first time on large scale to a commercial system.*

## 1. Introduzione

Il sistema radiomobile pan-europeo GSM, valido risultato di una cooperazione di forze tecniche, politiche, commerciali ed industriali europee, è il nuovo standard radiomobile per la «nuova» Europa delle telecomunicazioni.

Il progetto, sviluppato su iniziativa della CEPT (Conferenza Europea delle Poste e Telecomunicazioni), è partito nel 1982, attraverso la costituzione del gruppo di lavoro denominato «Groupe Speciale Mobile» che aveva il compito di definire le specifiche tecniche di uno standard radiomobile a livello continentale.

L'obiettivo da raggiungere era quello di creare un sistema radiomobile cellulare ad alta capacità, con lunga vita operativa, completamente operante in tecnica numerica.

Le principali caratteristiche richieste da questo nuovo progetto riguardavano il raggiungimento dei seguenti obiettivi:

— possibilità di utilizzare lo stesso terminale radio in tutti i Paesi dell'area CEE, ed in quei Paesi non appartenenti alla Comunità ma che utilizzano lo stesso standard (Roaming internazionale);
— miglioramento dell'efficienza spettrale rispetto alle attuali reti radiomobili cellulari di tipo analogico;
— impiego della tecnica numerica, per consentire il miglioramento della qualità fonica, della trasmissione dati e della compatibilità con gli standard internazionali a livello OSI (Open System Interconnection) e ISND (Integrated Service Digital Network).

Per l'introduzione del servizio radiomobile GSM è già stato sottoscritto, da 22 Amministrazioni di Telecomunicazioni di 18 Paesi europei, il cosiddetto MoU (Memorandum of Undestending), ed è già stata pianificata l'attivazione nei principali centri urbani europei.

Il presente articolo intende esaminare le tecniche e le metodologie impiegate nella trasmissione radio.

## 2. L'architettura di base del sistema GSM

L'architettura di base del sistema GSM è riportata in figura 1. I blocchi funzionali del sistema GSM prevedono un determinato numero di sottosistemi.

I sottosistemi previsti sono tre:

— NSS (Network Sub-System);
— BSS (Base Station System);
— NMC (Network Management Centre).

Il sottosistema NSS comprende essenzialmente i Centri di Commutazione per il servizio radiomobile (MSC), interconnessi con la rete telefonica pubblica e con i registri VLR e HLR.

Il complesso BSS è un sistema composto da un controllore BSC (Base Station Controller) e da un determinato numero di ricetrasmettitori BTS (Base Transceiver Station), che consentono di effettuare il collegamento radio tra le MS e la rete di telecomunicazioni.

Il Network Management Centre è il sottosistema che consente di monitorare e controllare la rete.

In ogni sistema radiomobile è necessario far uso di particolari procedure che permettono di collegare un terminale radio alla rete tlc, con un elevato grado di sicurezza dell'accesso in rete e di qualità di trasmissione.

Il terminale radio deve essere quindi identificato, localizzato, autorizzato all'accesso e collegato, attraverso un canale radio, alle stazioni base che sono interconnesse alla rete tlc (PSTN).

Nel caso di telefonia cablata, ogni terminale d'utente è interconnesso alla rete di commutazione attraverso un punto d'accesso dedicato; i dati relativi alla località, nu-

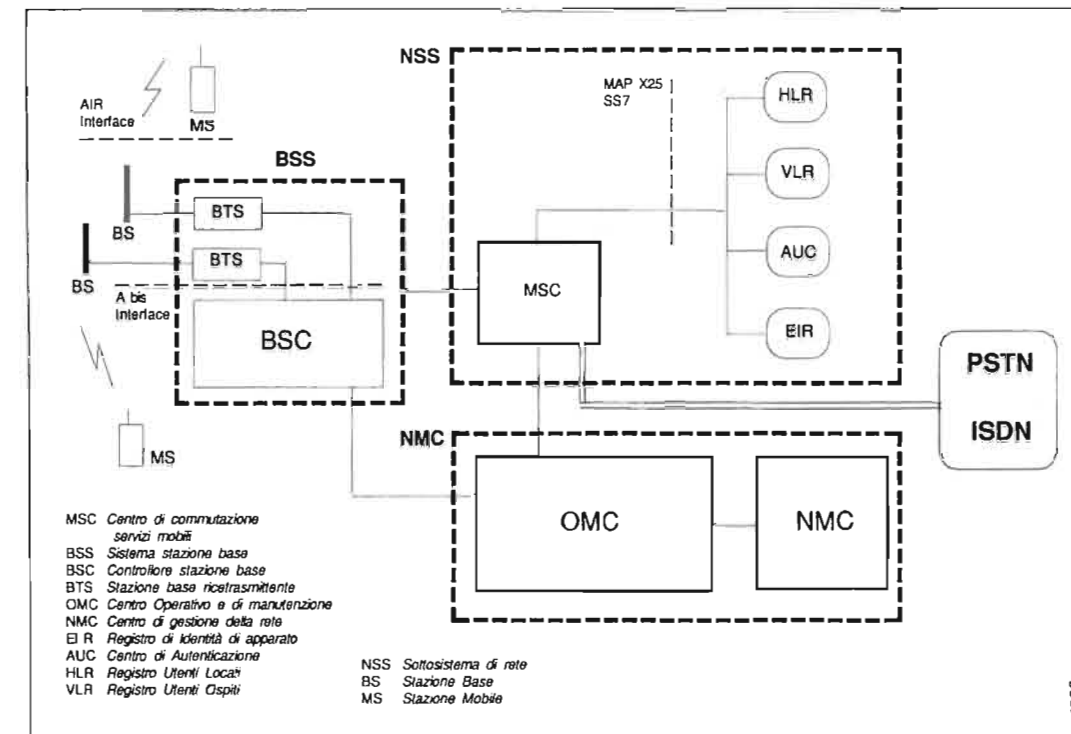
* Ing. Luca Tomassini della Direzione Generale SIP - Roma.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 5 agosto 1991.





Fig. 1 — Architettura di base del sistema GSM.

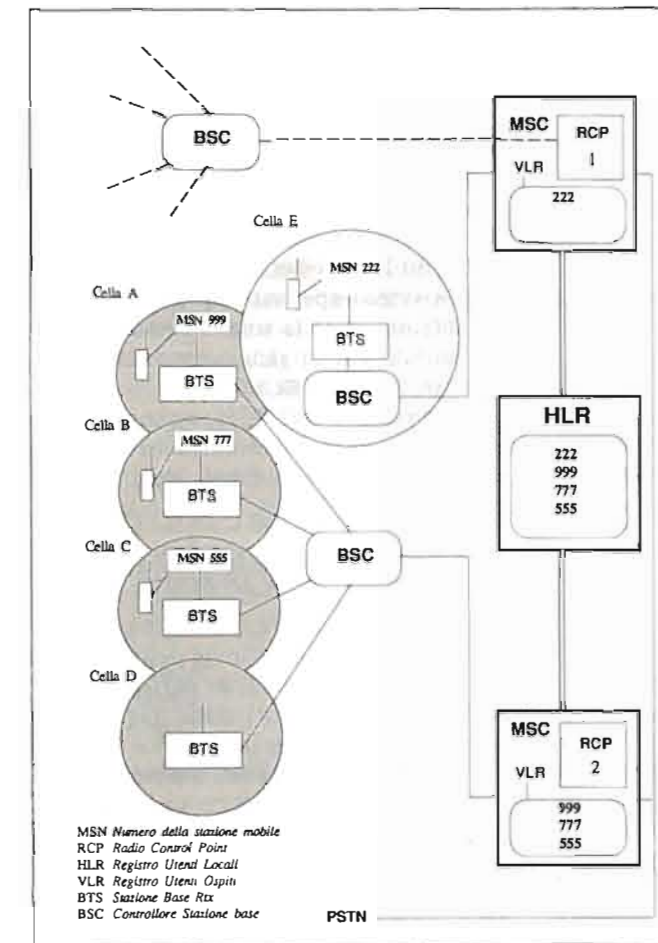



Fig. 2 — Struttura di rete GSM.

mero d'utente, tipo di terminale, tariffazione, ecc. sono legati rigidamente a quest'ultimo.

Per un sistema radiomobile la corrispondenza fisica tra terminale d'utente e punto d'accesso non esiste, tutti i dati relativi ad ogni singolo utente devono essere «scritti» in appositi data-base (HLR e VLR) per essere consultati, aggiornati e associati temporaneamente al punto d'accesso radio assegnato all'utente nel momento in cui quest'ultimo chiede un accesso al sistema radiomobile.

La struttura di rete impiegata dal sistema GSM (figura 2) si basa sulle considerazioni appena fatte.

La comunicazione con i terminali mobili, viene effettuare mediante un certo numero di stazioni base (BTS) ubicate, in linea di principio, in ogni area denominata «cella» e interconnesse ai BSC i quali sono in grado di gestire un massimo di 16 BTS.

Il sistema utilizza la tecnica di copertura radioelettrica di tipo cellulare, i BSC sono collegati alla rete tlc attraverso le centrali di commutazione del servizio radiomobile MSC.

Le informazioni di ogni stazione mobile che appartiene ad una determinata «area» sono memorizzate su base permanente in un data-base locale, chiamato HLR (Home Location Register). Mentre i dati relativi alle stazioni mobili che transitano da area a area sono temporaneamente memorizzati nel data-base del MSC (generalmente adiacente) denominato VLR (Visitor Location Register).

Attraverso collegamenti dedicati fra le BSS e i data-base HLR e VLR, è possibile localizzare e identificare le stazioni mobili, stabilendo così i collegamenti da e verso la rete tlc. Aggiornando continuamente le informazioni di gestione relative al singolo utente è possibile costruire la base dati del servizio radiomobile.

## 3. L'interfaccia radio

Le bande di frequenza CEPT utilizzate dal sistema radiomobile GSM sono riportate in figura 3; 890 ÷ 915 MHz per il verso terminale mobile-stazione base e 935 ÷ 960 MHz per il verso stazione base-terminale mobile.

All'interno di questa banda vengono allocate 124 portanti radio, spaziate tra loro di 200 kHz.

Il passo di duplice per realizzare la trasmissione full-duplex è di 45 MHz. Ogni portante radio è campionabile in 8 canali a 16 kbit/s o 16 canali a 8 kbit/s.

Con tale metodologia è possibile ottenere 992 canali a 16 kbit/s o 1984 canali o a 8 kbit/s.

I canali a 16 kbit/s sono utilizzati per la trasmissione della fonia e dati ad alta qualità, mentre quelli a 8 kbit/s verranno utilizzati, in un primo momento, per la trasmissione di dati al di sotto di 4,8 kbit/s ed in seguito per la trasmissione della fonia a 8 kbit/s.

La codifica utilizzata per la trasmissione delle informazioni è basta sulla codifica lineare predittiva di tipo ad eccitazione residua (RELP), ulteriormente migliorata utilizzando un predittore a lungo termine (LTP).

L'impiego di tale tecnica consente di rimuovere la «ruvidezza», tipica conseguenza dell'impiego di codifica a predizione lineare, specialmente quando l'elaborazione viene fatta su voci femminili.

La velocità di cifra proveniente dal codificatore della voce è di 13 kbit/s, con un processamento dell'informazione in blocchi di 20 ms.

Il risultato della sequenza è poi ordinato in modo da allocare i bit più significativi in testa.

È in corso di studi da parte dell'ETSI e nell'ambito del progetto COST 231, lo studio di un codificatore a 8 kbit/s.

Ogni blocco viene suddiviso in due parti, la lunghezza complessiva del blocco è pari a 456 bit.

Come vedremo in seguito, questo blocco può essere allocato su 4 o 8 slot temporali: questo tipo di soluzione consente di migliorare la probabilità di ricostruzione del blocco stesso, in caso di degradazione del segnale radio.

La velocità di trasmissione delle informazioni numeriche utilizzata dal sistema GSM è di 270833 bit/s; tale valore consente di equalizzare i segnali prodotti da i cammini multipli di propagazione e.m..

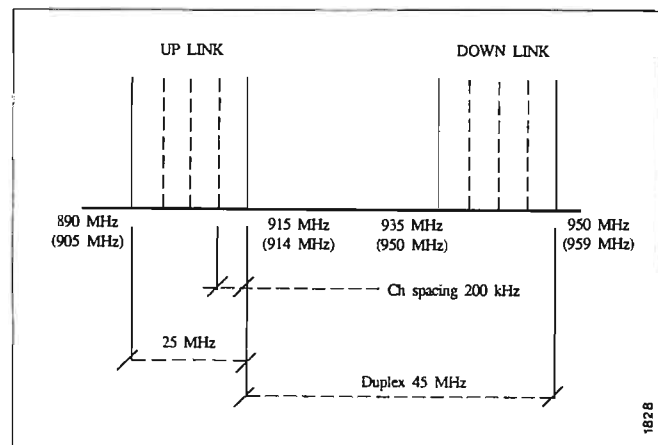



Fig. 3 — Allocazione delle portanti radio all'interno della banda CEPT destinate al servizio radiomobile GSM. Le frequenze tra parentesi si riferiscono all'utilizzazione dello spettro in Italia.

## 4. Canali radio utilizzati nel sistema GSM

I canali radio utilizzati nel sistema GSM sono suddivisi in due categorie: i canali di traffico TCH (Traffic Channels) e i canali di segnalazione CCH (Control Channels).

I TCH vengono utilizzati per trasmettere le informazioni in forma numerica, contenenti dati o fonia codificata, sono di due tipi:

- Canali Full-Rate (22,8 kbit/s);
- Canali Half-Rate (11,4 kbit/s).

I canali CCH sono impiegati per inviare le segnalazioni necessarie per il controllo delle chiamate e per l'intera gestione del sistema, si suddividono in:

- Canale BCCH (Broadcast Control Channel);
- Canale CCCH (Common Control Channel);
- Canale DCCH (Dedicated Control Channel).

Il canale BCCH è un canale di diffusione unidirezionale verso le stazioni mobili, consente di inviare i messaggi per la sincronizzazione delle stazioni mobili, l'identificazione della stazione base e la sua configurazione, l'identificazione delle celle adiacenti e il riferimento per le procedure di Roaming e Updating da parte delle stazioni mobili.

Il canale CCCH è un canale di controllo comune suddiviso nei seguenti canali logici:

- Canale PCH (Paging Channel);
- Canale AGCH (Access Grant Channel);
- Canale RACH (Random Access Channel);
- Canale DCCH (Dedicated Control Channel).

Il canale PCH, utilizzato nella direzione stazione base-stazione mobile, è utilizzato per inviare il messaggio di paging alle stazioni mobili.

Il canale AGCH è utilizzato per assegnare una risorsa (SDCCH-TCH) dopo una preventiva richiesta effettuata dalla stazione mobile attraverso il canale di accesso random RACH.

Il canale RACH, utilizzato nella direzione stazione mobile-stazione base, viene impegnato dal terminale mobile per inviare le chiamte verso la stazione base o, dalle «nuove» stazioni mobili, per la richieseta di Updating dopo aver individuato il nuovo BCCH.

Il canale di controllo dedicato DCCH, viene utilizzato per inviare le segnalazioni di connessioni che si svolgono sui TCH, si suddivide nei seguenti canali logici:

- Canale SACCH (Slow Associated Control Channel);
- Canale FACCH (Fast Associated Control Channel);
- Canale SDCCH (Stand Alone Dedicated Control Channel).

Il canale SACCH è utilizzato per l'invio della segnalazione nel corso di una conversazione, in particolare per il controllo dinamico della potenza RF delle stazioni mobili, per la gestione della trama e per il «report» delle misure effettuate dalla stazione mobile nell'ambiente radio circostante.

SACCH può essere associato sia ad un canale di traffico TCH che ad un canale di controllo SDCCH.

Il canale FACCH è utilizzato per l'invio della segnalazione relativa alla procedura di hand-over. È ottenuto eliminando slot (Frame Stealing) del canale di traffico TCH.

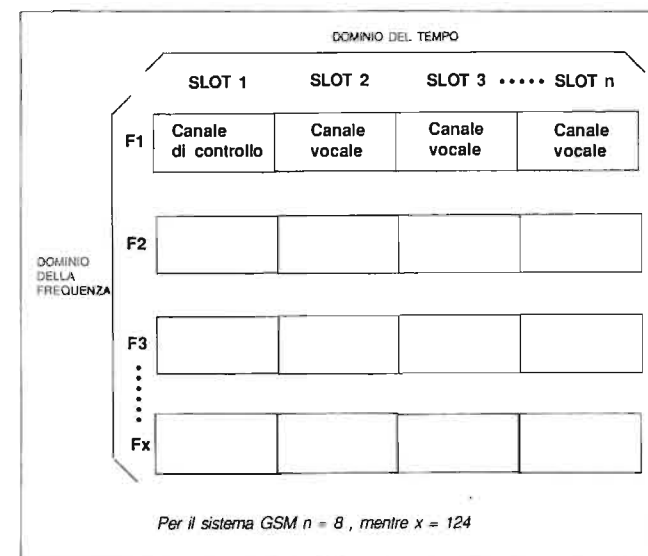
Il canale SDCCH è utilizzato, nel corso di instaurazione





Fig. 4 — Tipologie di canali radio utilizzate nel sistema GSM.

del collegamento radio, come canale di segnalazione dedicato al singolo utente.

In figura 4 viene riportata una tabella che riassume le tipologie di canali radio utilizzati nel sistema GSM.

## 5. Struttura delle trame TDMA e modalità di sincronizzazione

Le modalità di accesso alla rete radiomobile GSM fanno uso della tecnica TGDMA (Time Division Multiple Access).

L'architettura TDMA è basata sulla creazione di una matrice frequenza/tempo; ogni cella di questa matrice è un canale vocale al quale ha accesso qualsiasi stazione mobile in una data chiamata (figura 5).

In altre parole, i segnali provenienti da tutte le stazioni mobili che utilizzano lo stesso canale radio, raggiungono la stazione base nello stesso momento, senza però sovrapporsi l'un l'altro.

Da quanto appena detto si capisce come su un canale radio possano coesistere contemporaneamente più conversazioni.

Il segnale TDMA è strutturato su un certo numero di livelli gerarchici come rappresentato in figura 6.

La trama TDMA è così suddivisa:

- Multitrama;
- Supertrama;
- Ipertrama.

La durata di ogni trama TDMA è di 4,62 ms, ed è suddivisa in 8 intervalli di tempo di 576,9 μs ciascuno.

L'intervallo di tempo è il periodo temporale durante il quale la stazione mobile trasmette le proprie informazioni al complesso BSS.

A livello gerarchico superiore della trama TDMA esiste la multitrama (denominata multiframe) che ha una durata di 120 ms. La multitrama è composta da 26 trame, 24 dedicate alle comunicazioni e 2 dedicate al controllo e la supervisione dei collegamenti radio.

Un'altro tipo di trama viene utilizzata per trasportare le informazioni supplementari che la stazione base e la stazione mobile si scambiano per il corretto mantenimento del collegamento radio; si compone da 51 multitrame della durata complessiva di 235 ms.

La supertrama (denominata superframe) è composta da 51 multitrame della durata di 6,12 s.

Fig. 5 — Esempio di architettura TDMA.

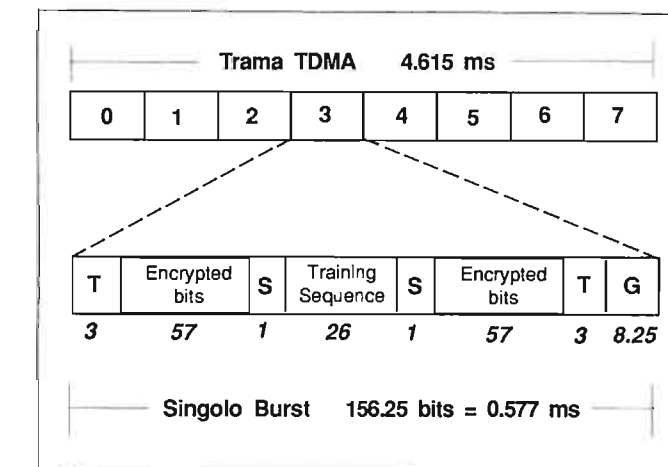



Fig. 6 — Rappresentazione in livelli gerarchici del segnale TDMA utilizzato nel sistema GSM. L'impiego di tale gerarchia consente di avere numeri identificativi di trama a molte cifre, caratteristica che permette di impiegare al meglio gli algoritmi di crittografia delle conversazioni.

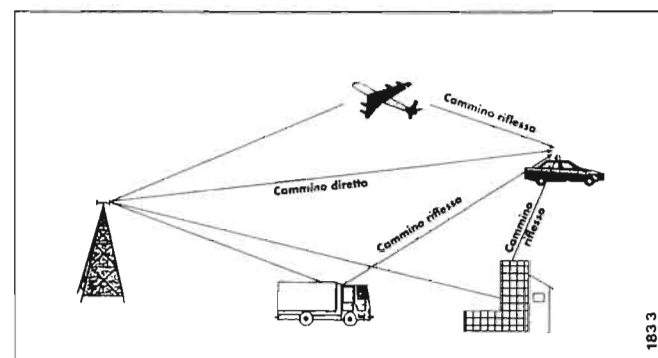



Fig. 7 — Struttura della trama TDMA e del singolo timeslot.

L'ipertrama (Hyperframe) rappresenta il livello gerarchico più elevato, la durata è superiore alle 3 ore.

La struttura gerarchica delle trame TDMA, utilizzata dal sistema GSM, presenta numeri identificativi di trama a molte cifre, questo fatto rende estremamente semplice la realizzazione di algoritmi di crittografia, indispensabili per rendere sicure le conversazioni telefoniche.

Ogni BTS gestisce un certo numero di portanti FDMA (generalmente max 16), ciascuna con una larghezza di banda di 200 kHz.

Come già detto in precedenza ogni portante radio supporta 8 canali logici (traffico e segnalazione) in TDMA, trasportati da trame di 8 intervalli temporali trasmessi in burst (slot) di 576,9 μs (figura 7).

Un TCH assegnato ad una stazione mobile, viene determinato da una delle portanti e, all'interno di questa portante, in uno slot degli 8 intervalli temporali.

All'interno di ogni singolo slot sono contenute diverse informazioni relative a:

**T = Tail Bit** - Sono dei bit (3 + 3) di riempimento di testa e coda del burst, servono per evidenziare l'inizio e la fine del burst inviato e consentono, unitamente al periodo di guardia G, di controlllare la potenza trasmessa per ogni singolo burst che costituisce la trama TDMA;

**Encrypted Bits** - Sono dei bit (57 + 57) che codificano l'informazione relativa ai dati d'utente, segnalazione o fonia;

**S = Stealing Flag** - È un bit che identifica il tipo di semi burst a cui è associato; se il burst invia segnalazione F = 1, mentre per la fonia S = 0;

**Training Sequence** - Sono dei bit (26) che hanno la funzione di sincronismo del burst inviato;

**G = Guard Period** - Sono dei bit (8,25) utilizzati come tempo di guardia durante le operazioni di on/off del trasmettitore in funzionamento dinamico;

I singoli burst trasmessi dalle stazioni mobili diverse, relativi a due intervalli di tempo adiacenti non si sovrappongono temporalmente all'arrivo presso la stazione base.

Il sistema radiomobile GSM, per ovviare alla mancata sincronizzazione di tutti i singoli burst che arrivano alle stazioni base, è asservito da un unico timer centrale che distribuisce la temporizzazione a tutte le stazioni base.

La stazione mobile riceve l'informazione di sincronizzazione e ritrasmette le proprie informazioni tre intervalli di tempo dopo rispetto a quello in cui ha ricevuto i dati ad essa destinati.

A causa del continuo movimento, e di conseguenza la continua variabilità della distanza che intercorre tra la stazione mobile e la stazione base, è necessario introdurre una metodologia che consenta di sincronizzare la trasmissione del burst, da parte della stazione mobile, con la ricezione di quel determinato burst da parte della stazione base.

La trasmissione (dalla stazione mobile) deve essere anticipata in funzione della distanza istantanea dalla stazione base, per compensare opportunamente il ritardo di propagazione del proprio segnale RF.

Attraverso opportune segnalazioni trasmessi con la messaggistica di controllo inviata alle stazioni mobili è possibili informare la SM di aumentare o diminuire il proprio anticipo di trasmissione rispetto al segnale di riferimento ricevuto.

Nel caso in cui sia la stazione mobile ad instaurare il collegamento radio con la stazione base è necessario che il burst inviato dalla stazione mobile (che non conosce ancora la propria distanza dalla stazione base) non si sovrapponga agli altro burst provenienti da altri mobili che operano in intervalli di tempo continuo.

Per risolvere questo problema il sistema radiomobile GSM utilizza il cosiddetto access-burst, con tempi molto più brevi del burst normale e con tempi di guardia molto più lunghi.

Quando una stazione mobile richiede l'accesso invia l'access burst, grazie alla durata ridotta di quest'ultimo è molto improbabile che si verificheranno collisioni con gli intervalli di tempo adiacenti.

La stazione base effettua una misura del tempo di ritardo nella ricezione dell'acces burst rispetto al segnale di riferimento, risalendo in questo modo alla distanza istantanea tra la stazione mobile alla stazione base.

Con questo dato la stazione base è in grado di informare la stazione mobile di quanto deve anticipare la trasmissione del burst normale affinché quest'ultimo arrivi alla stazione base sempre con il giusto sincronismo.

## 6. Uso del Frequency Hopping

Uno dei più importanti effetti di propagazione e.m. nei sistemi radiomobili, è in generale costituito dall'effetto di attenuazione ambientale, derivante dalla presenza di edifici o colline, che creano per la stazione mobile, delle vere e proprie zone d'ombra.

Tali effetti, sono più evidenziati in centri urbani ad alta densità di costruzione.

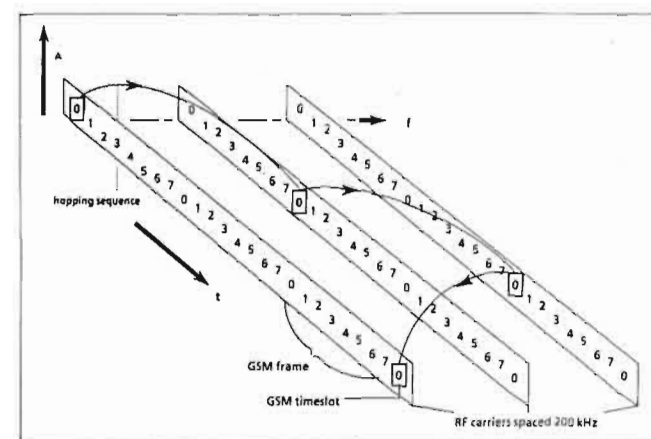
Alcuni dei più recenti studi sulla propagazione e.m. in campo radiomobile, hanno dimostrato che tali zone d'ombra, provocano fading con profondità pari a -20 dB su distanze molto corte, per esempio, transitando da una strada a quella adiacente. Queste zona d'ombra di campo e.m., sono funzione dell'orientamento della stazione mobile verso il complesso BSS e della disposizione degli edifici della zona.





Fig. 8 — Rappresentazione grafica dell'effetto dei cammini multipli.

Tale fenomeno è definito cammino multiplo, (multipath propagation) in quanto i segnali e.m. emessi da una stazione base, possono essere riflesse da una collina, un camion, un edificio, un aereo o una discontinuità atmosferica (fenomeno della rifrazione).

Spesso il segnale riflesso, risulta notevolmente attenuato; l'effetto è quello di produrre, non solo uno ma tanti e diversi cammini differenti di propagazione tra la stazione base e la stazione mobile (figura 8).

Di solito l'attenuazione si verifica solo per alcune frequenze, variando però nel tempo a causa del continuo movimento della stazione mobile con la conseguente modifica dei percorsi dei segnali e.m. nello spazio aperto.

L'intensità di campo e.m. ricevuto varia in modo irregolare, degradando proporzionalmente l'informazione trasmessa.

Per ovviare agli effetti di degradazione dell'informazione, il sistema radiomobile GSM fa uso della tecnica del Frequency Hopping, ed in particolare Slow Frequency Hopping (SFH).

La tecnica FH, solitamente utilizzata per sistemi di comunicazioni radio di tipo militare, si basa sul continuo cambiamento delle frequenze di trasmissione/ricezione, il cambiamento di queste frequenze viene fatto su tutta la gamma dei canali radio utilizzati dal sistema GSM (figura 9).

**Traffic channels (TCH)**

- Canali vocali full / half rate (TCH/FS - TCH/HS)
- Canali dati full / half rate (TCH/H2.4 - TCH/F9.6)

**Controll channels (CCH)**

Broadcast channel
- Frequency correction channel (FCCH)
- Synchronisation channel (SCH)
- Broadcast control channel (BCCH)

Common control channel (CCCH)
- Paging channel (PCH)
- Random access channel
- Access grand channel (AGCH)

Dedicated control channel
- Slow, TCH associated control channel (SACCH)
- Fast, TCH associated control channel (FACCH)
- Stand alone dedicated control channel (SDCCH)

1829

Fig. 9 — L'utilizzo della tecnica del Frequency Hopping consente di limitare gli effetti di degradazione dell'informazione trasmessa, dovuta ai cammini multipli di propagazione.

Da quanto detto in precedenza, a riguardo degli effetti di degradazione del segnale e.m. dovuto a fenomeni di cammini multipli di propagazione, risulta di facile comprensione l'utilizzo di questa tecnica.

La stazione mobile trasmetterà le proprie informazioni ad ogni cambio trama, rispettando la sequenza dei ca-

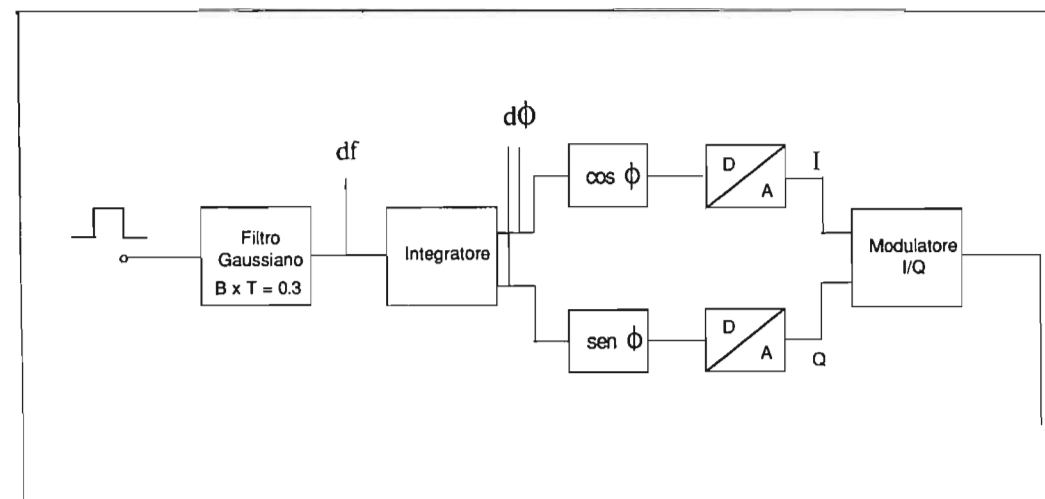



Fig. 10 — Diagramma a blocchi di un modulatore GMSK.

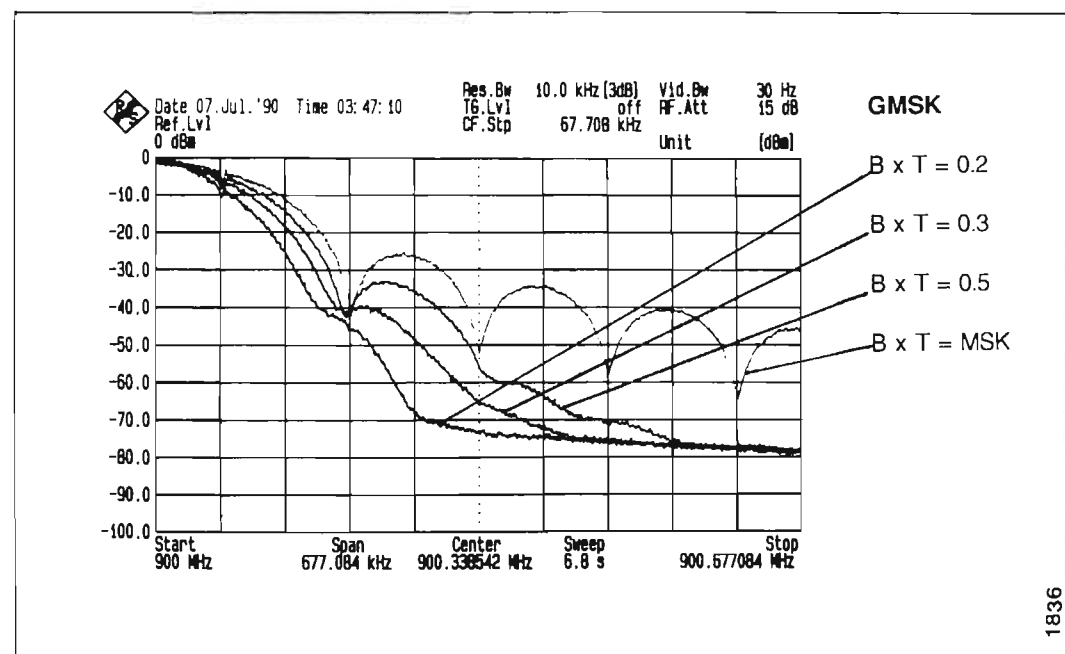



Fig. 11 — Confronto tra lo spettro di una portante modulata in MSK e GMSK 0.2-0.3.

nali radio che gli è stata precedentemente comunicata.

La sequenza dei canali radio è scelta in modo tale da operare su valori di frequenza opportunamente distanziati l'un l'altro, così facendo è assai improbabile che la stazione mobile, operante al tempo *t1* su un canale radio degradato da fading di propagazione causato da cammini multipli, operi al tempo *t2* su un altro canale radio anch'esso degradato da fading multiphat.

Da ciò ne consegue che la stazione mobile trasmette per la maggior parte del tempo su canali radio con qualità superiore, e ogni tanto su un canale radio affetto da fading.

È opportuno notare che ciascun terminale radio, ad ogni cambio canale deve operare con tre frequenze separate relative alla trasmissione, ricezione e controllo.

## 7. La modulazione GMSK

L'informazione di tipo numerico inviata su un canale radio viene modulata con la cosiddetta modulazione GMSK 0,3 (Gaussian Minimum Shift Keying).

La modulazione GMSK può essere considerata come una variante della modulazione numerica di frequenza a fase continua, in particolare della modulazione numerica di frequenza a scostamento minimo (MSK - Minimum Shift Keying).

La scelta della modulazione GMSK deriva dal fatto che quest'ultima presenta delle buone caratteristiche spettrali che consentono di concentrare la potenza del segnale nelle immediate vicinante della portante, senza però generare segnali spuri nei canali adiacenti.

Nel caso di modulazione numerica di frequenza il segnale binario d'ingresso è applicato ad un VCO che genera in uscita le due diverse frequenze della portante previste; in questo modo la *fc* (frequenza centrale della portante) varia istantaneamente tra i due estremi previsti, mentre la fase varia in modo lineare.

Il problema principale di questo tipo di modulazione è rappresentato dalla forma dello spettro del segnale in uscita che è funzione del segnale modulante.

La modulazione GMSK si basa sulle possibili modifiche da apportare sul segnale modulante.

Infatti, il segnale binario antipoidale viene fatto passare attraverso un filtro gaussiano (figura 10) e ad un integratore prima di essere applicato al modulatore I/Q e poi trasmesso.

La caratteristica saliente di un filtro gaussiano è quella di «addolcire» le transizioni della deviazione di frequenza e del percorso delle transizioni di fase riducendo notevolmente lo spettro del segnale in uscita.

I diversi tipi di filtri gaussiani si differenziano tra loro con un parametro che è il prodotto della banda a 3 dB del filtro e del tempo di bit del segnale che lo attraversa; per il modulatore utilizzato nella trasmissione delle informazioni nel sistema GSM questo valore è 0,3, da cui la sigla GMSK 0.3.

La figura 11 riporta il confronto tra lo spettro di una portante modulata con modulazione MSK (B · T = infinito) e GMSK con diversi valori di B · T; è possibile notrae come la potenza sia più concentrata nell'intorno della frequenza 900 MHz e i lobi laterali abbiano ampiezza molto inferiore. (3898)



# NOTIZIARIO

*Da comunicazioni pervenute alla Redazione*

**MICROPROCESSORE PER IL CONTROLLO DEL BOEING 777** — Il nuovo Boeing 777 widebody a due motori disporrà di un sofisticato sistema avionico sviluppato da Honeywell e basato sui microprocessori RISC (Reduced Instruction Set Computer) Am29050 di AMD.

Il sistema di gestione dell'aereo (Airplane Information Management System, AIMS) sviluppato dalla divisione Air Transport Systems Division di Honeywell utilizzerà 16 processori in virgola mobile Am29050 per controllare praticamente tutte le funzioni avioniche del nuovo jet Boeing.

L'architettura AIMS basata sul nuovo processore Am29050 utilizzerà tecnologie di progettazione sviluppate da Honeywell, Boeing e AMD. Fra queste tecnologie vi sono l'impiego di funzioni di elaborazione ad elevatissima velocità, il partizionamento software (che prevede una stretta separazione fra le varie funzioni software) e l'utilizzo di dispositivi ASIC (Application Specific Integrated Circuits, circuiti integrati dedicati) che permettono l'integrazione di più funzioni di sistema in un unico canale processore.

Il microprocessore Am29050, con la sua architettura a tre bus e grazie al fatto di supportare trasferimenti di dati di tipo burst, ha permesso ai progettisti Honeywell di realizzare un computer per avionica ad alte prestazioni impiegando memorie non volatili, relativamente lente, ed evitando di dover impiegare memorie cache.

Fra le diverse funzioni che i microprocessori Am29050 controlleranno vi sono sei strumenti di bordo a «schermo piatto» basati sulla tecnologia LCD (Liquid Crystal Display, visualizzazione a cristalli liquidi).

Questi schermi LCD presenteranno i dati relativi alla navigazione, al volo e al funzionamento dei sistemi di bordo. Nel caso di guasto di uno schermo, gli altri visualizzatori di bordo possono essere utilizzati per avere comunque accesso alle informazioni.

L'architettura AIMS controllerà inoltre la gestione del volo, la manutenzione centrale, verificherà con continuità le condizioni dell'aereo, gestirà le comunicazioni digitali, l'interfaccia con i motori e fungerà da gateway di conversione dei dati per il Boeing 777.

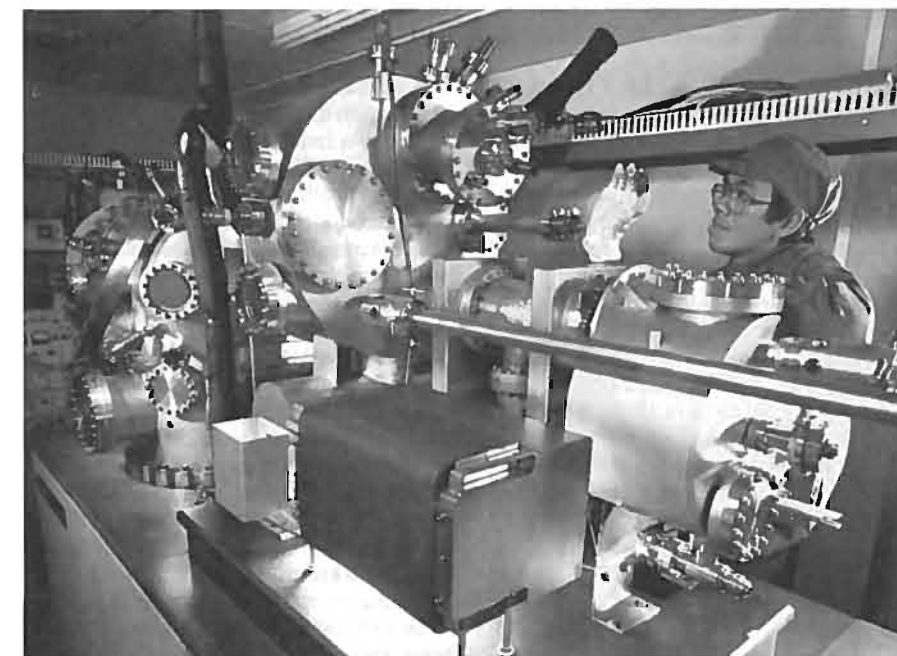
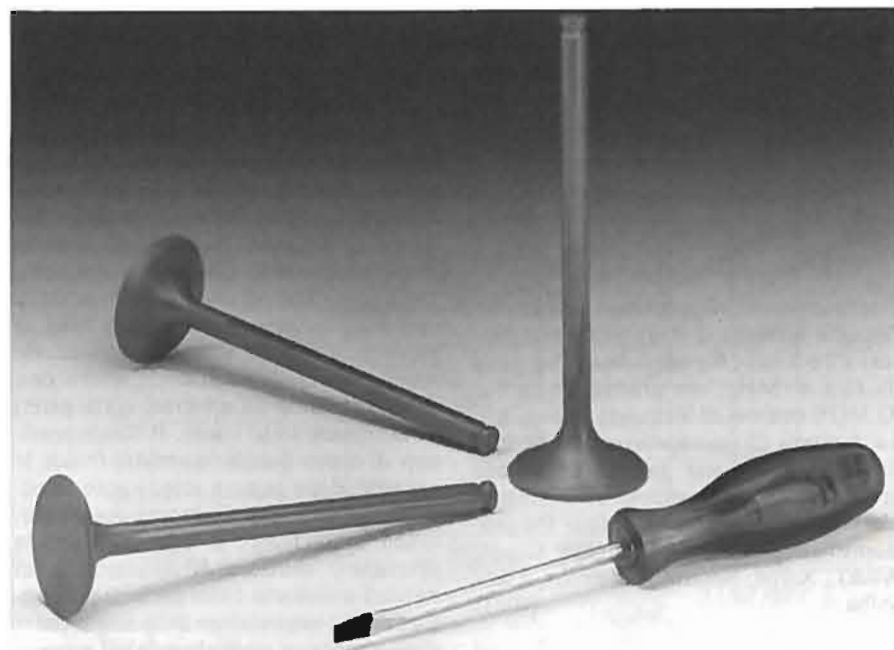
La famiglia 29K di AMD comprende sei versioni compatibili, sia dal punto di vista software che del codice binario, di microprocessori RISC proprietari a 32 bit. La famiglia permette di scegliere fra architetture a 2 o 3 bus e fra selezioni in frequenza da 16 a 40 MHz, con prestazioni da 6 o 32 MIPS (milioni di istruzioni al secondo). La famiglia di microprocessori 29K è la base per una vasta gamma di sistemi embedded e per elaborazione distribuita ad alte prestazioni, realizzate da oltre 350 produttori fra cui: Apple Computer Corp., AT&T, Xerox, Samsung, Siemens, e Toshiba. (4025)

**ELETTRONI PIÙ VELOCI** — La domanda da parte delle industrie di semiconduttori di tutto il mondo ha portato alla ricerca di una categoria di materiali nuovi in cui gli elettroni possano spostarsi più velocemente.

Attualmente si fa largo uso di silicio, ma le sempre più sofisticate esigenze moderne, quali velocità in tempo reale e elaborazione di immagini, rendono necessari altri materiali semiconduttori, che devono essere creati artificialmente.

All'Università di Nottingham, nelle terre centrali inglesi, i ricercatori fanno uso di epitassia di fascio molecolare (*Molecular Beam Epitaxy* - MBE), una tecnica avanzata per far crescere tali materiali, ed hanno prodotto campioni di qualità estremamente elevata, tra cui gas di elettroni bidimensionali e strutture di gallerie a risonanza.

Con l'MBE, in un ambiente ultravuoto contenente una quantità di atomi per metro cubo circa 1.000 miliardi di volte inferiore a quella della normale atmosfera terrestre, vengono formati sottili strati semiconduttori, di dimensioni atomiche. Dalla superficie dei materiali surriscaldati contenuti in crogioli evaporano fasci di atomi o molecole, e seguono traiettorie rette attraverso il vuoto finché aderiscono alla superficie di un substrato o alle pareti della camera sotto vuoto. Il flusso continuo di azoto liquido mantiene fredde le superfici della camera sotto vuoto, bloccando quindi i gasi di dispersione ed aiutando a mantenere il vuoto. La rapida apertura e chiusura di otturatori posti davanti a ciascuna fonte permette di controllare la composizione dello strato che si viene a formare; normalmente tali processi di crescita vengono controllati da un computer. Successivamente al completamento delle strutture richieste vengono usati vari processi litografici per formare differenti dispositivi di sperimentazione.

Il gruppo di ricerca chiamato NUMBERS (da Nottingham University Molecular Beam Epitaxy Research Syndicate), sovvenzionato dal Consiglio britannico per la ricerca scientifica e tecnica, ha in corso molti progetti in collaborazione con vari laboratori, sia nel Regno Unito che all'estero. Tra questi ve n'è uno con il National Physical Laboratory nel Middlesex, Grande Londra, che ha portato allo sviluppo di un resistore standard quantico, un sofisticato apparecchio costruito con il materiale semiconduttore prodotto per mezzo di MBE. (4016)

**VALVOLE IN CERAMICA PER MOTORI D'AUTO** — L'Istituto tedesco di Ricerca Cremer (CFI) di Rödental nell'Alta Franconia, una consociata della Bayer AG, ha messo a punto componenti in ceramica ad alte prestazioni indicati anche per l'impiego nei motori a scoppio. Dopo anni di lavoro si è giunti alla fase conclusiva: recentemente le sperimentazioni condotte nei reparti di ricerca di aziende automobilistiche hanno permesso di sottoporre alla fase di collaudo su strada il primo motore con componenti in nitruro di silicio, un materiale ceramico. Per il test, condotto dall'Istituto Cremer, è stata scelta la Mercedes 300 E-24, con un motore provvisto di valvole in ceramica. Finora l'auto ha percorso in tre mesi ca. 26.000 km, a normali condizioni di esercizio, senza si verificassero problemi.

Se utilizzati e assemblati secondo le indicazioni, durante il funzionamento delle valvole, i componenti in ceramica riducono l'entità delle masse in movimento e delle forze di attrito, migliorando in tal modo l'alimentazione del motore. Ciò rende possibile un funzionamento a regime più elevato ed una migliore prestazione, ovvero, a pari prestazione, un risparmio di carburante con miglioramento della qualità dei gas di scarico. I risultati ottenuti finora nel reparto di ricerca della Daimler-Benz hanno dimostrato un risparmio di energia che, a seconda delle condizioni di esercizio varia dal 4 all'8%. È stata inoltre verificata la proprietà delle valvole in ceramica di ridurre la rumorosità dei motori. (4018)

**AMPLIFICATORE IF PER TV COLOR** — Motorola ha introdotto un circuito integrato monolitico che funziona come stadio IF per TV Color di singolo canale e come detector del sistema Phase Locked Loop (PLL) per qualunque standard di trasmissione, incluso l'NTSC, il PAL e il SECAM.

L'MC44301 è stato progettato dando rilievo alla linearità, allo scopo di ridurre al minimo l'intermodulazione tra i segnali audio e video, e semplifica le procedure di allineamento del circuito IF del televisore.

L'Integrato viene proposto in applicazioni tipiche quali: circuiti IF per televisori a colori indipendentemente dallo standard di tramissione o per TV via cavo in convertitori primari, circuiti IF per televisione ad avanzata o ad alta definizione, circuiti IF per ricevitori TV domestici da satellite.

Questo dispositivo consente al progettista di realizzare un sistema IF di elevata qualità, completo di inversione del bianco, di sintonia fine automatica e di controllo automatico del guadagno. La regolazione di una sola induttanza per l'allineamento del sistema PLL e di sintonia fine, riduce i costi di produzione del prodotto finito, consentendo una procedura di allineamento semplificata che non richiede un intervento esterno di taratura.

Altre caratteristiche rilevanti del prodotto sono:

- VCO a frequenza dimezzata rispetto a quella del sistema IF, per ridurre al minimo i battimenti;
- pull-in simmetrico a 2MHz;
- modulazione positiva o negativa selezionabile da parte dell'utente;
- rivelatore AM ausiliario per l'audio in AM;
- alimentazione unica a 5,0 V.

Queste caratteristiche offrono all'utente i vantaggi connessi a una progettazione che riduce al minimo il numero di componenti esterni e non necessita di un canale suono parallelo grazie alle superiori prestazioni dello stadio IF e del demodulatore. Un altro vantaggio offerto dall'integrato MC44301 è la versatilità di progetto permessa dalla selezione di modulazione, come già detto, la modulazione positiva o negativa. L'utente beneficia anche di più bassi costi di sistema perché con l'MC44301 non è necessario schermare i componenti del circuito, ciò grazie alle caratteristiche di bassa irradiazione dell'integrato.

Il circuito integrato MC44301, color TV IF, è disponibile in contenitore plastico dual-in-line a 24 pin (suffisso P) o in un contenitore SMP widebody a 28 pin (suffisso DW). Entrambi i dispositivi sono specificati per un campo di temperatura operativa che va da 0 a +70 °C. (4019)

**FILTRO E DEMODULATORE RDS IN UN UNICO CIRCUITO INTEGRATO** — Il circuito integrato TDA7330 di SGS-THOMSON Microelectronics integra un demodulatore per trasmissioni RDS (Radio Data System) e un filtro in un dispositivo monolitico realizzato nella sofisticata tecnologia BiCMOS. Il dispositivo può funzionare con un numero minimo di componenti esterni, poiché non necessita di alcuna regolazione del filtro.

All'interno del componente vi sono un filtro di ingresso di tipo passa banda a capacità commutate a 57 kHz che non necessita di alcun componente esterno per la regolazione, un circuito per il ripristino del clock di bit rate, un circuito demodulatore di tipo dual sideband, un decodificatore di fase per segnali di tipo phase-shift keying, circuiti di decodifica differenziale e un circuito per la generazione dell'uscita di «qualità di segnale».

Il dispositivo integra inoltre un circuito di identificazione per le trasmissioni secondo la normativa tedesca ARI, che utilizzano anch'esse la sottoportante a 57 kHz.

Le uscite del dispositivo possono essere elaborate direttamente dal microcontrollore che decodifica i dati RDS per la successiva visualizzazione sul pannello frontale della radio o per usi analoghi.

Il componente è disponibile in due diversi contenitori: l'integrato TDA 7330 è un DIP a 20 lead, mentre la versione TDA 7330D prevede un package per montaggio superficiale di tipo SO-20L. SGS-THOMSON commercializza inoltre un filtro singolo a 57 kHz, denominato TDA7332, per applicazioni nelle quali il circuito di demodulazione è già integrato nel microcontrollore dedicato.

Per facilitare la valutazione del dispositivo TDA7330, è disponibile un'apposita scheda che comprende il dispositivo integrato e un microcontrollore ST9 con memoria EPROM, nella quale è presente un apposito programma software. Tutte le funzioni RDS sono controllate tramite una tastiera presente sulla scheda. (4020)





**TERMOSIGILLATURA ELETTRICA** — La Direzione Generale del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni sta introducendo negli uffici postali italiani un nuovo e più efficiente sistema di sigillatura di sicurezza alternativo alla ceralacca.

La chiusura di buste e plichi viene effettuata con un dispositivo di termosigillatura elettrica, commercializzato con il marchio «Termosigillo», che lascia un'impronta indelebile e a prova di manomissione su uno speciale nastro adesivo.

Un ruolo fondamentale per l'efficienza di questo nuovo apparecchio, sviluppato e brevettato dalla società Aldo Biancone srl di Roma, è svolto da due materiali prodotti dalla Du Pont, il poliestere termoplastico «Rynite» PET e il fluoropolimero «Teflon».

Il sistema di termosigillatura elettrica sfrutta l'idea semplice ma rivoluzionaria di imprimere a caldo, alla temperatura di circa 190 °C, un sigillo su un nastro adesivo di elevata fragilità sviluppato specificamente per questa applicazione.

L'impronta adesiva lasciata dal dispositivo modifica la composizione chimica della porzione di nastro, rendendo evidente qualunque tentativo di effrazione.

Il concetto è altamente innovativo e rivoluziona il tradizionale sistema costituito da una matrice negativa a temperatura ambiente su un materiale in fusione (ceralacca, piombo o cera) adottato per secoli da corrieri e uffici postali.

Il «Termosigillo» è dotato di una speciale impugnatura «salvamani» che elimina il rischio di ustione dell'operatore per il contatto accidentale con la piastrina timbrante calda.

Questa impugnatura consiste in una superficie cilindrica che rientra nel corpo all'atto della timbratura, per essere spinta fuori appena viene a mancare la pressione esercitata dalla mano, come l'accendisigarette per auto.

Per la sua realizzazione, la società Aldo Biancone srl, dopo una serie di prove comparative su vari materiali, ha scelto il poliestere termoplastico «Rynite» PET (polietilene tereftalato) della Du Pont per la sua grande resistenza alla temperatura e l'ottima rigidità, proprietà fondamentali per questa specifica applicazione.

In conformità alle norme europee di sicurezza, il «Termosigillo» è dotato di un trasformatore toroidale a spina che consente di lavorare a 24 volt.

Le prove di laboratorio effettuate dall'Istituto Superiore del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni e il successivo utilizzo in alcuni uffici postali hanno dato ottimi risultati.

Il «Termosigillo» è attualmente in dotazione a tutte le Casse Provinciali italiane, agli uffici postali della provincia di Roma, alle stanze di compensazione con le banche e a numerosi uffici principali. È prevista la sua progressiva distribuzione a tutti gli uffici postali italiani.

Per utilizzare la ceralacca, gli uffici postali devono essere dotati di una cappa aspirante per i fumi e di un fornelletto e un pentolino per sciogliere la ceralacca stessa. Inoltre, le operazioni di chiusura richiedono una quantità di tempo non trascurabile.

Con il «Termosigillo», le sigillature vengono effettuate in pochi secondi, utilizzando soltanto una presa elettrica e un tavolo. Il nuovo sistema elimina anche il problema delle piccole ma fastidiose ustioni dovute alla caduta accidentale di ceralacca calda sulle mani degli operatori.

Il laboratorio dell'Istituto Superiore delle Poste e Telecomunicazioni ha sottoposto a numerosi test il nuovo apparecchio e lo speciale nastro adesivo.

È stata verificata la perfetta aderenza del nastro sui materiali cartacei e l'impossibilità di riattaccarlo dopo l'asportazione, ovvero la non-manomissibilità della sigillatura.

I termosigilli sono stati sottoposti a prove di affidabilità nel tempo, consistenti nell'accensione e nella chiusura del circuito in continuo per periodi di 15-20 giorni.

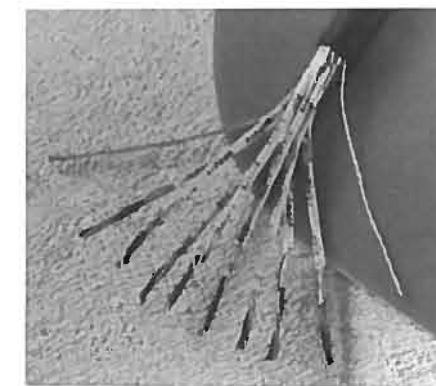
Nello stesso tempo, sono state analizzate le capacità di termosaldatura, per verificare la costanza della temperatura di fusione, nonché la resistenza meccanica agli urti da cadute. (4022)

**CAVI AUDIO TIPO SNAKE** — Belden divisione di Cooper Industries (in Italia: via Finocchiaro Aprile 14, MI) offre ora 12 cavi snake multicoppie più flessibili ed economicamente più vantaggiosi. Grazie alle dimensioni ridotte, i cavi snake da 24 AWG sono più facili da maneggiare ed installare, pur mantenendo il segnale audio integro ad una distanza pari rispetto ad un cavo da 22 AWG.

I nuovi cavi Belden serie # 1508A - 1519A sono disponibili con 1, 2, 4, 6, 8, 12, 16, 20, 24, 26, 32 e 52 coppie. Sono ideali per collegare mixer audio, apparecchiature di registrazione (per impieghi in studio o dal vivo), apparecchiature audio per applicazioni TV e radio e sistemi post-produzione.

I cavi sono studiati non solo per garantire maggior flessibilità ma anche per soddisfare le severe esigenze nelle applicazioni in spettacoli dal vivo. I resistenti cavi sono costituiti da coppie di conduttori 24 AWG (7 trefoli) isolati in polietilene per ottenere bassi valori capacitivi. Le coppie sono individualmente schermate in BELDFOIL®, provviste di filo di continuità e rivestite con una guaina in PVC incollata alla schermatura stessa. Questa guaina elimina la necessità di protezioni termoresistenti e permette che le schermature in foglio e la guaina possano essere tolte con un'unica operazione durante l'installazione.

Ciascuna guaina interna è marchiata con un codice alfanumerico, bidirezionale per facilitare l'identificazione in fase di cablaggio sia che il cavo venga sguainato per pochi centimetri che per un metro e più.

Per una ulteriore protezione del segnale, i cavi contengono una schermatura generale BELDFOIL® con filo di continuità. Una guaina esterna in PVC opaco rende il cavo facile da maneggiare e da installare. Inoltre, la finitura opaca della guaina rende il cavo meno appariscente ed elimina effetti di riverbero durante spettacoli dal vivo. (4029)

**PLASTICA DEGRADABILE** — La preoccupazione per l'ambiente e per i problemi dello smaltimento dei rifiuti è il motore del mercato europeo delle materie plastiche degradabili, un mercato che ha aggiunto i 25 milioni di dollari.

L'interesse per la plastica degradabile sta crescendo rapidamente e non vi è dubbio che, fino a quando le questioni ambientali continueranno a fare notizia, questo interesse continuerà a crescere. È questo, in sintesi, il risultato di una ricerca della Frost & Sullivan (Informazioni e Strategie S.r.l. - via Amedeo D'Aosta 5, MI).

Lo sviluppo di nuove plastiche degradabili e le nuovi leggi che si stanno promulgando in proposito fanno prevedere che questo mercato raggiungerà i 172 milioni di dollari entro il 1995.

Nel 1991 il mercato europeo più importante è stato quello italiano che ha quasi raggiunto i 10 milioni di dollari. Alimentato dalla nota legge che ha previsto la tassazione di alcuni prodotti (gli shopper) fatti con plastica convenzionale, il mercato italiano presenta una dimensione quasi doppia di quello tedesco.

Alla fine del 1995 la Germania occuperà il primo posto con circa 50 milioni di dollari, seguita dall'Italia e dalla Francia; tra le grandi nazioni europee il mercato meno importante sarà quello spagnolo che farà registrare soltanto 11 milioni e mezzo di dollari.

Le plastiche degradabili si dividono in due grandi famiglie: quella delle plastiche fotodegradabili, la catena polimerica la quale si rompe sotto l'azione dei raggi ultravioletti, e quindi del sole, e quella delle plastiche biodegradabili in cui l'attacco al materiale viene portato da microorganismi che vivono nel terreno.

La fotodegradabilità è una caratteristica comune a tutti i polimeri e spiega perché nella loro formulazione siano presenti particolari stabilizzanti UV. La fotodegradazione spontanea non avviene tanto rapidamente da soddisfare i requisiti di una degradazione dei rifiuti esposti alla luce. Viene accelerata sostituendo agli idrogeni della catena del polietilene dei radicali carbonile oppure additivando la plastica con dei particolari sali metallici.

Gli additivi fotodegradabili, quelli per accelerare la biodegradabilità e le plastiche inerentemente biodegradabili costituiscono i tre settori chiave del mercato. Il mercato degli additivi fotodegradabili, che vengono offerti sotto forma di masterbatch, scenderà leggermente: da 4,87 milioni di dollari nel 1991 a 4,75 milioni di dollari nel 1995, mentre gli additivi biodegradabili, prodotti anch'essi sotto forma di masterbatch saliranno nello stesso periodo da 16,43 milioni di dollari a 33,16 milioni di dollari.

Crescerà invece in modo spettacolare il terzo segmento, quello delle plastiche inerentemente biodegradabili che si espanderà di circa cento volte, da 1,47 milioni di dollari del 1990 al 143,84 milioni di dollari nel 1995.

Una recente innovazione tecnologica è costituita dall'introduzione di prodotti che offrono al tempo stesso caratteristiche di foto e di biodegradabilità come Ecostar-Plus e Polygrade III.

Le plastiche degradabili sono entrate nell'uso in diversi settori tra cui quello della confezione di cosmetici, prodotti per toeletta, farmaceutici e prodotti agroalimentari. Le applicazioni più specializzate sono quelle del settore medico dove non si richiede al prodotto la degradabilità per motivi legati al suo smaltimento ma per motivi funzionali. Si realizzano infatti suture e dispositivi per la fissazione chirurgica di fratture in grado di venire assorbiti dall'organismo, come pure capsule per l'assorbimento controllato di farmaci.

Attualmente è in corso un acceso dibattito sull'opportunità di adottare plastiche degradabili in vista del riciclaggio dei rifiuti plastici. È opinione di molti esperti infatti che degradabilità e riciclabilità siano due caratteristiche che si escludono a vicenda. (4023)

**SEGNALI OTTICI A 10 GIGABIT/S PER PIÙ DI 1260 CHILOMETRI**— Grazie a un nuovo dispositivo che riflette gli ultimi ritrovati della tecnica, la NTT ha potuto trasmettere segnali ottici su un cavo a fibra ottica di oltre 1260 chilometri (da Tokyo a Hamamatsu, nella provincia di Shizuoka), alla velocità di 10 gigabit/s.

La NTT che già aveva messo a punto un sistema di trasmissione di 2,4 gigabit/s per le sue reti interurbane, ha sentito la necessità di sviluppare una tecnologia di trasmissione a grande capacità per poter offrire all'utenza servizi di comunicazioni VI & P (Visive, Intelligenti e Personali) a prezzi contenuti.

La trasmissione di segnali alla velocità di 10 gigabit/s rappresenta l'equivalente di 130 mila linee telefoniche. Dato che è possibile trasmettere un tale volume di traffico su una sola fibra ottica, è innegabile quindi il vantaggio che tale progresso tecnologico rappresenta per la commercializzazione dei servizi VI & P.

L'esperienza, coronata da successo, costituisce un'anteprima e conferma che è possibile ormai effettuare trasmissioni alla velocità di 10 gigabit/s sostituendo semplicemente gli equipaggiamenti di trasmissione convenzionali e utilizzando un amplificatore per fibra ottica come ripetitore, senza bisogno di trasformare il segnale in impulso elettrico. È perciò possibile effettuare trasmissioni ad alta velocità secondo il bisogno e senza apportare modifiche ai ripetitori.

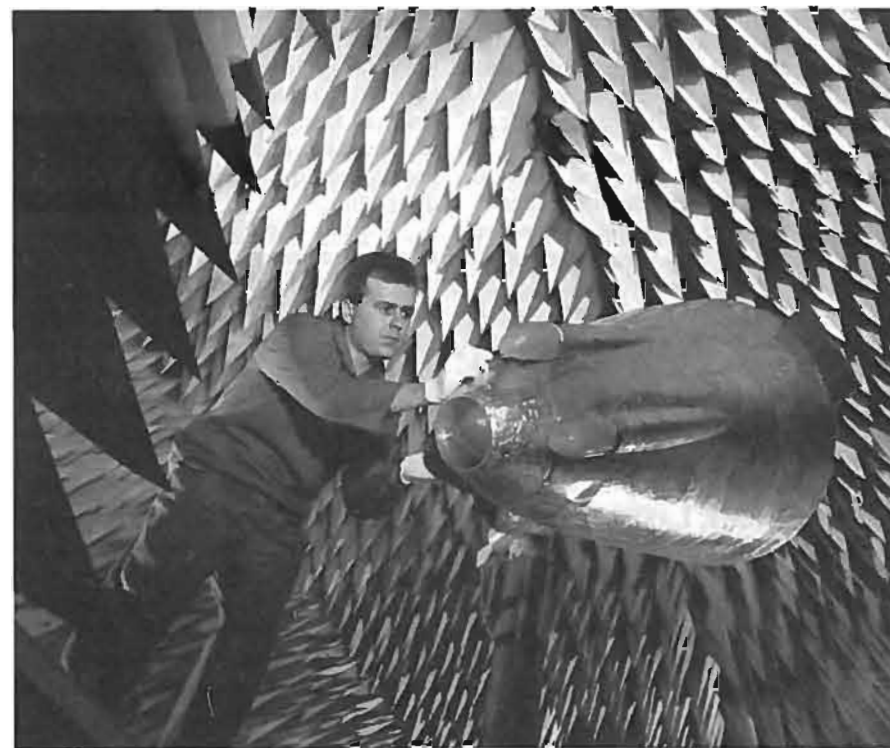
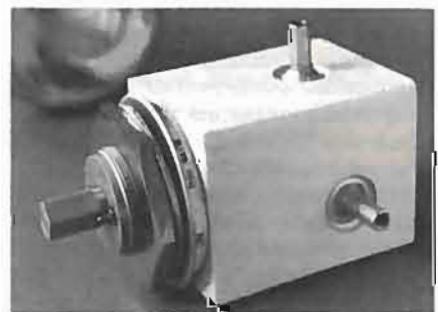
La NTT ha messo a punto nuove tecnologie, tra cui: 1) la separazione tra le funzioni di oscillazione e modulazione, effettuate normalmente da un solo dispositivo, 2) l'utilizzazione di un modulatore d'interferenza Mach-Zehnder di niobato di litio ($LiNbO_3$), 3) il montaggio di un circuito per compensare squilibri dovuti alle variazioni di corrente garantendo così lo stabile funzionamento del modulatore, 4) l'impiego di un circuito di modulazione ottica ad altissima velocità che resta stabile anche a velocità di 10 gigabit/s.

L'esperienza è stata effettuata su un cavo a fibra ottica già in servizio tra Tokyo e Hamamatsu ed il successo che ha coronato l'esperienza contribuirà senza alcun dubbio alla commercializzazione del sistema.

La NTT ha varato un certo numero di progetti nel settore Ricerca e Sviluppo, che le permetteranno di offrire tutta una serie di prestazioni VI & P su reti numeriche a integrazione di servizi su larga banda (B-ISDN). Tali reti consentiranno la trasmissione contemporanea sulla stessa onda (multiplazione) di immagini fisse, dati e immagini video. Le immagini video, che portano appunto circa mille volte più informazioni dei segnali fonici, richiedono una tecnologia di trasmissione a larga capacità. (4021)

**RELÈ SOTTO VUOTO PER TENSIONI FINO A 28 KV** — La Siemens ha realizzato un nuovo relé sotto vuoto con rigidità dielettrica particolarmente elevata. Il VR511, dimensionato per una tensione di picco di prova di 28 kV max (con tensione continua o a 50 Hz), risulta adatto soprattutto per generatori industriali, alimentatori ad alta tensione, apparecchi di prova, generatori di corrente impulsiva, impianti sputter e di rivestimento, apparecchi elettromedicali, ecc.

La tensione di picco di commutazione può arrivare a 25 kV con tensione continua o a 50 Hz. La corrente permanente è di 50 A max, la corrente di commutazione di 0,5 A max, la potenza di commutazione di 100 W max. Il relé è adatto per frequenze fino a 32 MHz e per temperature d'esercizio da −55 °C a +125 °C.

IL VR511 rappresenta una valida alternativa ai normali relé, interruttori e contattori, grazie a: dimensioni compatte (100×51×51 mm), bassa potenza pilota (6 W), esercizio economico, contatti esenti da manutenzione, elevate velocità di commutazione, notevole affidabilità. (4026)

**ANTENNE** — Allo stesso modo in cui l'inquinamento atmosferico nelle maggiori città sta creando problemi per tutti noi, così la molteplicità di segnali di telecomunicazione nell'ambiente delle radio frequenze (RF) sta creando problemi di inquinamento per quel gruppo eletto di esperti nella scienza delle antenne.

È un problema che va aumentando di anno in anno nell'ambito delle comunicazioni civili, generando rompicapi indecifrabili e spesso scontri fra esperti, dove tali ambienti a RF vengono creati appositamente. Immaginate una schacchiera di installazioni di antenne multiple, molte delle quali interagiscono fra loro, supportate da apposite antenne integrate.

Oggigiorno gli esempi resi a modello a livello mondiale sono generalmente dovuti a gruppi relativamente limitati di esperti. Con BAeSEMA al Royal Aerospace Establishment di Farnborough, Inghilterra meridionale, una decina di ingegneri si occupa direttamente della progettazione e sviluppo di antenne, dedicandosi in particolare alle antenne per applicazioni multiple, dalle comunicazioni aeree alle attrezzature portatili per impiego nelle giungle remote... ed esegue lavori su contratto per organizzazioni commerciali a livello internazionale.

La foto illustra un tecnico mentre prova uno degli impianti di antenne montati sul cono terminale di un caccia di tipo avanzato in una camera anecoica, una delle più grandi strutture di questo genere in Gran Bretagna. La camera viene usata per valutare sia le misurazioni radar di sezione d'eco che le previsioni delle prestazioni di antenne attive su gamma di frequenza compresa tra 400 MHz e 30 GHz. Le strutture per la progettazione delle antenne coprono gamme di frequenza che vanno da 100 KHz a 180 GHz.

Oltre alle apparecchiature per misurare l'impedenza, vi sono centri prova per modelli di radiazione e misurazioni di amplificazione. Tra questi sono camere anecoiche più piccole, al coperto, ed un posto di prova all'aperto di varia portata (fino a 1,5 km) per veicoli fino a 50 tonnellate di peso. La camera millimetrica ad alta qualità permette di misurare sistemi autocercanti fino a una frequenza di 180 GHz.

I programmi di installazione di antenne come quello qui ripreso hanno coperto le gamme di frequenza comprese tra 2 MHz e 18 GHz, e includono vari sistemi di comunicazione, navigazione e ECM, sia di tipo militare che civile. Questo genere di lavoro prevede spesso la interoperabilità del sistema radio quale funzione dell'accoppiamento di antenne.

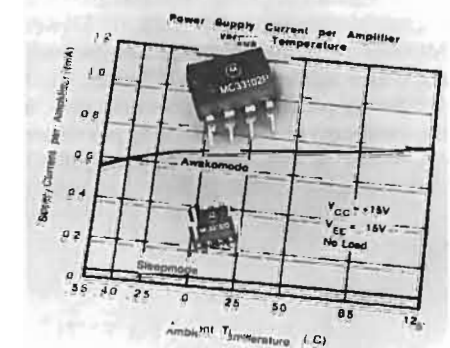
Le antenne progettate sono raramente di tipo convenzionale, e sono intese per impieghi specifici; tra queste vi è una gamma di antenne sintonizzate elettronicamente su gamme di frequenza che vanno da HF a VHF, installate su aerei quali Jaguar, Tornado ed una varietà di elicotteri.

Negli ultimi anni è stata intrapresa la ricerca nella progettazione e sviluppo di antenne a circuito stampato, che ha comportato elementi singoli, piccole strutture di multielementi ad avvolgimento e grandi gruppi di multielementi; molti di questi ultimi hanno abbinato all'antenna reti di divisione di potenza oltre che elettronica integrata, al fine di ridurre perdite di cablaggio ecc. a lunghezze d'onda centimetriche e millimetriche. (4024)

**AMPLIFICATORI OPERAZIONALI A BASSA DISSIPAZIONE** —Amplificatori operazionali a bassa dissipazione o «micropower» sono particolarmente adatti per tutte le applicazioni di tipo portatile e/o funzionanti a batteria. In passato molti amplificatori operazionali erano specificamente progettati per avere una bassa corrente di alimentazione, ma questo ha sempre comportato una riduzione delle prestazioni in particolare sulla risposta in frequenza e sulla capacità di pilotaggio delle uscite.

Esistono molte applicazioni che non richiedono continuamente l'erogazione di corrente in uscita, in questi casi si verifica uno spreco di potenza se occorre mantenere l'amplificatore al massimo delle prestazioni anche quando queste non sono richieste. Da un punto di vista sistemistico diventa molto più efficace un amplificatore che può operare a bassi valori di potenza, solo per avvertire la presenza di un segnale in ingresso per poi commutare la propria funzionalità al massimo delle prestazioni.

La nuova tecnologia sleep-mode Motorola offre la soluzione al problema della potenza e cioè combina la necessità di mantenere bassi i livelli di assorbimento, con quella di ottenere elevate prestazioni in frequenza e corrente d'uscita in modo discontinuo.

Motorola propone il nuovo MC33102, come primo prodotto di questa tecnologia, per cui è già stata presentata domanda di brevetto, si tratta di un doppio amplificatore operazionale sleep-mode, che ottimizza la dissipazione nello stato sleep (tipicamente 45μA per amplificatore); tale assorbimento permane fino a quando non viene rilevato un segnale di ingresso che richieda sink o source di almeno 16μA. Quando ciò avviene, l'amplificatore passa allo stato di piena operatività in pochi μs. In queste condizioni di piena attività il consumo di ciascun amplificatore è di 750μA, consentendo un miglioramento delle prestazioni in frequenza (larghezza di banda e slew-rate) di un fattore 10.

Quando il segnale di ingresso scende al di sotto della soglia, gli amplificatori tornano nella condizione sleep-mode con un ritardo definito da un apposito circuito sul

chip che ne previene lo spegnimento ad ogni passaggio per lo zero del segnale, tale circuito di ritardo oltre ad eliminare le distorsioni di crossover, che riguardano la maggior parte degli amplificatori a bassa dissipazione, è progettato per consentire di operare sino a frequenze di 1Hz senza che il circuito commuti allo stato sleep-mode.

(4027)

**NUOVO MOSFET DI POTENZA** — Il più recente dispositivo di «potenza intelligente» di SGS-THOMSON Microelectronics (viale Milanofiori, strada 4, Assago-MI), primo produttore al mondo di dispositivi «Smartpower», è un Power MOSFET che combina affidabilità ed elevate caratteristiche di commutazione con una eccezionale facilità d'uso.

Oltre ad una tensione di breakdown di 450V ed un $R_{on}$ di soli 0,75 Ohm, il VN440 integra la circuiteria di pilotaggio e la logica relativa, una protezione contro il corto-circuito e la sovratemperatura. Il VN440 genera inoltre un segnale di uscita in caso di raggiungimento di temperature eccessive e dispone di un «current sensing» e della circuiteria che permette la limitazione programmabile della corrente.

La circuiteria di ingresso consente di pilotare il dispositivo da una porta logica o direttamente da un microcontrollore.

Il VN440 è completamente protetto contro potenziali rotture per eccessiva dissipazione di potenza. La logica interna spegne il Power MOSFET ad una temperatura tipica di giunzione di 160 °C. Quando la temperatura di giunzione scende sotto la soglia (tipicamente 145 °C), il Power MOSFET può essere acceso nuovamente dopo aver agito sull'ingresso (reset).

Per la protezione al corto-circuito, è implementato un current sensing più veloce che permette al VN440 di reagire all'aumento della corrente di drain spegnendo il Power MOSFET quando la corrente di corto-circuito raggiunge 26A.

(4034)

**DIPLOMI CERTIFICATI DA EUTELSAT** — Nei giorni 16-17-18 marzo 1992 si è tenuto a S. Sepolcro (Arezzo) il II Meeting di aggiornamento EUROSATELLITE (Centro di formazione professionale, via Senese Aretina 80 Hotel Borgo, Sansepolcro - AR, che organizza corsi di installatore di antenne per ricezione da satellite).

Ai partecipanti è stato rilasciato un diploma di installatore autorizzato.

Il gruppo Eutelsat, dopo un'attenta verifica della qualità dell'insegnamento e della serietà del corso autorizza gli organizzatori a menzionare, nel diploma, la dicitura «Installatore autorizzato Eutelsat». Questo permesso è basato sugli attuali programmi e sui corsi garantiti dalla scuola ed Eutelsat si riserva il diritto di verificarne periodicamente il livello e la qualità dei corsi stessi.

Questa autorizzazione è da considerarsi valida, per un periodo massimo di tre anni dalla data del rilascio del diploma da parte della scuola e si può rinnovare mettendosi in contatto con la sede centrale di Eutelsat.

In questo modo il gruppo si riserva il diritto di verificare che dagli installatori autorizzati vengano mantenuti gli standard di qualità previsti e, in caso contrario, di decidere di negare l'autorizzazione. Così c'è la garanzia che il servizio fornito dagli installatori è il migliore possibile sul mercato. In una situazione italiana ancora agli inizi per quanto riguarda la ricezione tramite satellite (in Italia si contano, infatti, 60.000 antenne installate in confronto ai 2 milioni della Gran Bretagna e al milione e 800 mila della Germania) si sente la necessità di tecnici competenti che siano in grado di fornire informazioni aggiornate ed attendibili ai propri clienti e anche di dare dei consigli utili in base alle necessità di ognuno.

Eutelsat, il più importante operatore satellitare europeo, si è impegnato a dare un supporto di informazioni continue ed aggiornate alla scuola Eurosatellite all'insegna della cooperazione e della serietà che lo contraddistinguono nel campo degli operatori satellitari.

(4035)

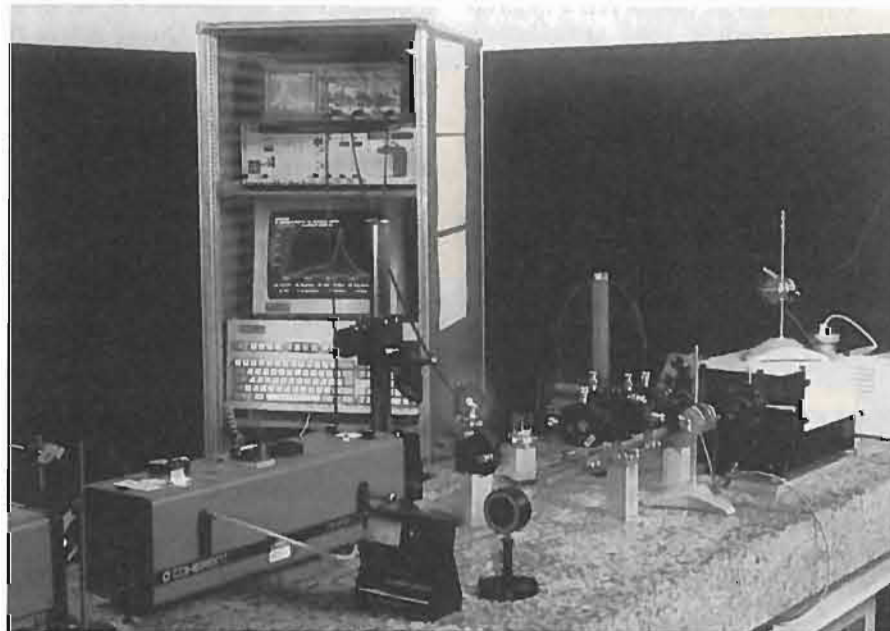
**FIBRE OTTICHE LASER IN VETRO FLUORATO** — Le Verre Fluoré (Z. I. du Champ Martin - 33770 Vern-Sur-Seiche, France), società francese che, nel 1989 ha iniziato per prima a produrre fibre ottiche monomodo a raggi infrarossi con ampia finestra di trasparenza, ha recentemente presentato le prime fibre ottiche laser in vetro fluorato.

Destinate, tra le altre applicazioni all'amplificazione ottica, queste fibre sono particolarmente adatte per le reti di telecomunicazioni via fibra ottica che funzionano su bande da 850, 1300 e 1500 nm. Vengono utilizzate con successo anche nella realizzazione di nuovi laser con fibre pompate da diodi. Modificando la configurazione, si possono ottenere dei laser che emettono l'UV, il visibile o l'IR.

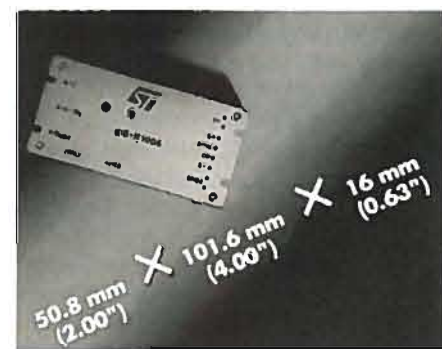
La particolarità di queste fibre deriva dall'associazione fra una terra rara ed una matrice in vetro fluorato: uno ione di terra rara, eccitato adeguatamente, salta dal livello di base ad un livello di energia superiore, per ritornare quindi al livello di base dopo una cascata di salti successivi durante i quali emette un fotone. Nelle nuove fibre in vetro fluorato di Le Verre Fluoré, il numero di transazioni durante le quali viene emesso un fotone è molto più elevato rispetto alle tradizionali fibre in silice. Questa proprietà dipende dal fatto che l'energia del fotone della matrice in vetro fluorato è più debole rispetto a quella in silice.

La sezione delle nuove fibre in vetro fluorato ha un diametro tipico di 6,5 o di 11 micrometri. La concentrazione della terra rara è di 1000 ppm. Le fibre vengono prodotte in serie in lunghezze di 10m, 20m e 50m. A richiesta, possono essere fornite in dimensioni diverse e con diverse concentrazioni di terra rara, adattate alle specifiche esigenze dell'utente.

La tecnologia sviluppata da oltre dieci anni da Le Verre Fluoré, le consente di produrre fibre in vetro fluorato con sezione molto ridotta (anche meno di 2 micrometri) e un'apertura numerica molto elevata (0,4 e più), che permettono di confinare la luce in un volume ridotto e di ottenere casi di densità di potenza considerevoli.

(4017)

**REGOLATORE SWITCHING DA 50W** — SGS-THOMSON Microelectronics ha sviluppato un modulo totalmente integrato, per uso generale, di regolatore switching che rappresenta una significativa innovazione nel settore degli alimentatori a commutazione. GS-R1005 eroga 5V a 10A ed è alloggiato in un contenitore piatto, compatto, dalle dimensioni di soli 4" × 2" × 0,63" adatto per il montaggio su scheda a circuito stampato o su chassis. Questo modulo inoltre dispone di una serie di caratteristiche che garantiscono prestazioni elevate ed un funzionamento estremamente affidabile.

Per ottenere la massima flessibilità, GS-R1005 può essere alimentato con una tensione compresa tra 12V e 36V. Grazie alla progettazione particolarmente ottimiz-

zata, il modulo garantisce un'elevata efficienza in qualunque condizione di tensione in ingresso e di corrente in uscita, con un'efficienza che varia dall'83% (tipica) a 10A e 36V fino al 90% a 3A e 12V in ingresso. Ciò permette di utilizzare GS-R1005 in moltissime applicazioni senza l'impiego di un dissipatore di calore esterno. È però possibile, grazie al contenitore molto versatile in cui è alloggiato il modulo, aggiungere un dissipatore di calore esterno, migliorando ulteriormente le caratteristiche termiche.

Una delle caratteristiche importanti di GS-R1005 è la possibilità di usare due o più moduli in parallelo con una reale condivisione di corrente, il che fa di GS-R1005 la soluzione ideale per applicazioni che richiedono una corrente di carico superiore ai 10A. A differenza della maggior parte dei sistemi di conversione di potenza, nei quali l'unità con la tensione di uscita più elevata tende ad erogare l'intera corrente sul carico, due moduli GS-R1005 connessi in parallelo erogheranno una corrente sul carico suddivisa tra i moduli stessi, con una tolleranza massima del 10%, in un intervallo tra 2A e 10A. Inoltre un semplice collegamento tra i moduli permette la sincronizzazione delle frequenze di commutazione.

Altre caratteristiche del nuovo modulo sono la protezione contro i corto-circuiti con una limitazione della corrente in uscita, un funzionamento a prova di latch-up che garantisce che l'uscita potrà sempre tornare a funzionare in maniera corretta dopo la rimozione di eventuali sovraccarichi, una funzione di remote sensing, la funzione di soft-start che permette di limitare le elevate correnti di start-up e una funzione remota di inhibit/enable.

(4028)

**PC INDUSTRIALE PER APPLICAZIONI OEM** — In passato, sono state sviluppate molte applicazioni mediante sistemi operativi ed interfacce utente «fatti su misura».

Di norma, l'interfaccia utente viene adattata all'applicazione, ma non riflette necessariamente le esigenze dell'utente, per cui occorre una formazione specifica per affrontare il prodotto. Il progettista deve sviluppare il software dal nulla: dalla semplice gestione delle funzioni di I/O (interfaccia seriale/parallela, floppy disk, hard disk) alle funzioni più complesse, quali il sistema di gestione file. Inoltre, può essere necessario il supporto di sistemi di backup, quali, ad esempio, uno streamer. Poiché tutte le suddette funzioni sono incluse nel DOS e l'uso di macchine basate su DOS è ampiamente diffuso, si tende, ormai, a confezionare il DOS e un BIOS (basic imput/output system) adeguato in un package con le estensioni per il controllo industriale, in un ambiente incorporato.

La NEC Electronics (v. F. Filzi 25A - MI), offre un chipset «pronto all'uso» per costruire un PC incorporato ad un prezzo conveniente. Per dimostrare la facilità di realizzazione di simili sistemi, la NEC ha lanciato una scheda di valutazione denominata «EB-V40PC», dotata di schemi circuitali completi.

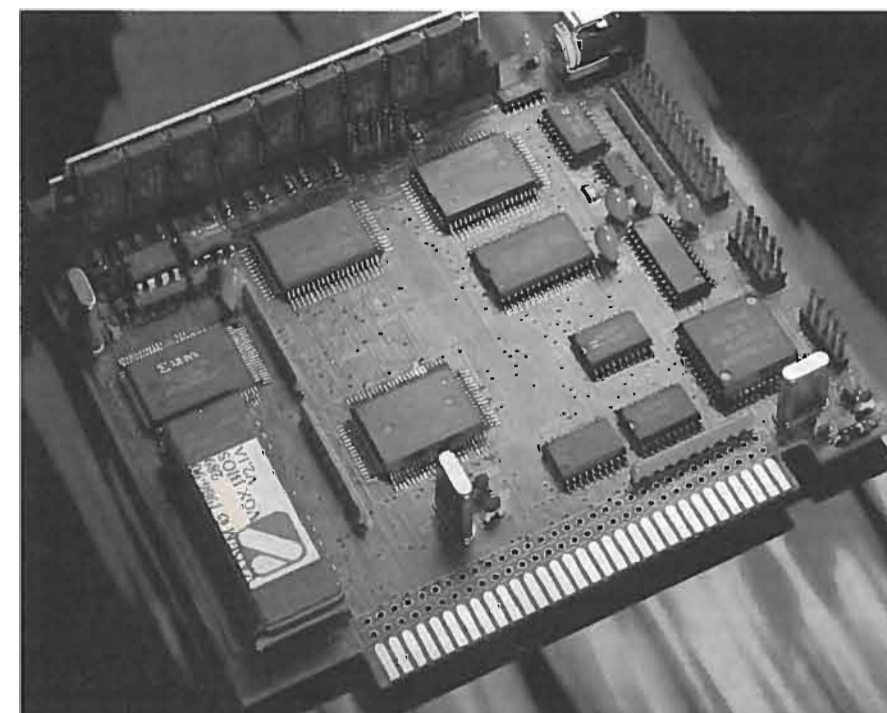
La scheda (mm 125 × 110) utilizza il V40 (μPD70208) come host processor. Un connettore XT compatibile di tipo «card-edge» permette l'espansione del sistema mediante la connessione dell'hardware standard XT su un backplane passivo.

A 10 MHz con zero watt, la CPU V40 gira alla massima velocità. Il chipset, che include i due dispositivi VG110 e VG210, estende le funzioni PC compatibili del V40 per offrire: interfaccia DRAM, logica di chip select, porta parallela, interfaccia tastiera e controllo bus di sistema.

È stato implementato un concetto di disco semiconduttore.

Innanzitutto, viene supportato un disco ROM, per cui il DOS si può far girare da un dispositivo EPROM, simulando il funzionamento da un normale disk drive. Inoltre, con il supporto di un driver installabile (codice sorgente fornito), è disponibile un disco RAM con la memorizzazione dinamica e il recupero dinamico dei dati. Chiaramente, i tempi di accesso raggiungibili con simili «dischi» superano facilmente quelli dei drive meccanici. Poiché questa architettura non richiede praticamente alcuna manutenzione, risulta particolarmente adatta per gli ambienti industriali in condizioni critiche.

La EB-V40PC offre 640 kbyte di memoria centrale, 480 kbyte di disco ROM e 128 kbyte di disco RAM. La porta seriale «full RS-232» può essere configurata come COM1 o COM2 e utilizzata la famiglia di driver di linea μPD47xx della NEC, che permette di utilizzare un'alimentazione singola a 5 Volt per l'intera scheda. Il BIOS, integrato nello stesso dispositivo del disco ROM, garantisce la piena compatibilità PC-XT. Il consumo di potenza minimo è stato ottenuto mediante un'implementazione full CMOS.

(4036)

# ATTIVITÀ INTERNAZIONALE
## nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di R. CAPRA

### LA CAMR-92 HA CONCLUSO I PROPRI LAVORI[1]
Torremolinos, 3 febbraio - 3 marzo 1992

La Conferenza Amministrativa Mondiale delle Radiocomunicazioni (CAMR-92), che si è riunita per poco più di quattro settimane (dal 3 febbraio al 3 marzo) a Torremolinos (Spagna) è terminata nella notte di martedì 3 marzo con la firma degli Atti finali.

Oltre 1.400 delegati, rappresentanti 127 paesi, di cui 124 presenti e 3 per procura, dei 166 Membri dell'UIT[2], hanno partecipato a questa Conferenza, a fianco degli osservatori di 32 organizzazioni internazionali e regionali.

La Conferenza è stata presieduta da M. José Barrionuevo Peña, Membro del Parlamento spagnolo.

Si è realizzato un accordo generale sulla maggior parte delle questioni esaminate, in base a compromessi ottenuti dopo difficili negoziati. Ogni volta che era necessario apportare variazioni ad un accordo, per tutelare meglio gli interessi di un certo paese, venivano accordate delle variazioni con il consenso di tutti, mediante l'inserzione di postille o con l'applicazione di procedure speciali secondo le quali qualsiasi paese desideroso di usare una frequenza stabilita doveva ottenere l'accordo di tutti i paesi che ne potevano essere influenzati. Non è stata messa ai voti alcuna questione di fondo.

L'ordine del giorno riporta tutti gli argomenti trattati dalla Conferenza. La Conferenza ha inoltre deciso di mettere all'ordine del giorno alcune postille della Tabella di attribuzioni delle bande di frequenza (articolo 8 del Regolamento delle radiocomunicazioni), aggiungendo o cancellando nomi di paesi, oppure sopprimendo postille divenute obsolete nel momento in cui tutti i paesi approvavano le modifiche.

I punti essenziali possono essere riassunti come segue.

#### Onde decametriche (radiodiffusione in onde corte)

L'estensione delle bande delle frequenze utilizzate per la radiodiffusione a onde decametriche fa parte dei compromessi ai quali sono pervenuti i partecipanti della CAMR-92.

È stata attribuita una porzione di spettro supplementare di 790 kHz[3], di cui 200 kHz al di sotto dei 10 MHz (parte più satura delle bande di onde decametriche) e 590 kHz fra 11 e 19 MHz, e questo rappresenta un compromesso fra i paesi che si opponevano a qualsiasi modifica di attribuzione al di sotto dei 10 MHz e quelli che auspicavano un notevole allargamento. I paesi che parteggiavano per lo *statu quo* nelle bande inferiori a 10 MHz hanno fatto valere l'opinione che l'allargamento previsto avrebbe pregiudicato i servizi esistenti, fisso e mobile, giudicati essenziali per certi settori (sanità pubblica, agricoltura, sicurezza, ecc.). In numerosi casi, le stazioni di servizio che hanno ceduto una parte di spettro loro assegnato, dovranno essere trasferite in altre parti dello spettro e questo causerà delle notevoli ripercussioni finanziarie. I paesi che hanno richiesto l'attribuzione supplementare dello spettro al servizio della radiodiffusione necessitavano di queste estensioni per la radiodiffusione internazionale a onde corte.

Le bande assegnate sono attribuite alla scala mondiale, con la riserva di una pianificazione, e sono riservate a emissioni a banda laterale unica. Si potranno utilizzare queste bande per il servizio di radiodiffusione a partire dal 1° aprile 2007. Dopo tale data, i servizi, fisso e mobile, esistenti potranno continuare ad usare le bande allargate a condizione di non causare disturbi; in altre parole, il servizio di radiodiffusione beneficerà di protezione, e le stazioni dei servizi, fisso e mobile, non saranno autorizzate ad operare se non alla condizione di non causare dei disturbi pregiudiziali alle stazioni di servizio di radiodiffusione. Le condizioni d'utilizzazione delle frequenze nelle bande della Zona tropicale (2, 5, 3 e 5 MHz) rimangono immutate.

Per quanto concerne le tecniche d'emissione in banda laterale unica[4], la Conferenza ha approvato una raccomandazione relativa al loro impiego. Il Consiglio d'amministrazione dell'UIT è stato invitato ad iscrivere all'ordine del giorno della prossima CAMR competente la questione di esaminare, su richiesta della CAMR-92, la possibilità di anticipare quanto possibile, rispetto alla data del 31 dicembre 2015, l'utilizzazione generalizzata delle emissioni in banda laterale unica e la cessazione delle emissioni in doppia banda laterale (DBL) in tutte le bande. In detta Raccomandazione la CAMR-92 ricorda che alcune amministrazioni hanno proposto di anticipare questa data di 10 o più anni.

La Conferenza ha adottato una Risoluzione (COM4/8) relativa alla convocazione, il più presto possibile, di una CAMR per pianificare le bande di onde decametriche assegnate al servizio di radiodiffusione. In questa Risoluzione, la Conferenza ha fra l'altro deciso che nessuna stazione di radiodiffusione potrà entrare in servizio nelle bande allargate fintanto che la pianificazione non sarà giunta a buon fine. Inoltre, la Conferenza ha adottato una Raccomandazione che richiede alle amministrazioni di prendere misure pratiche per eliminare la radiodiffusione a onde decametriche al di fuori delle bande a onde decametriche attribuite a questo servizio.

1 Il testo che segue è tratto da «Communiqué de Presse» dell'UIT.

2 L'Unione Internazionale di Telecomunicazioni (UIT) fondata nel 1865, è la più antica organizzazione intergovernativa. Nel 1947 è diventata un'istituzione specializzata delle Nazioni Unite e conta 166 paesi membri (marzo 1992). Si tratta dell'organizzazione internazionale incaricata di regolamentare e pianificare le telecomunicazioni nel mondo intero, di stabilire le norme di utilizzazione per gli apparati e i sistemi, di coordinare i dati necessari alla pianificazione e all'utilizzazione dei servizi di telecomunicazione e, in seno al sistema delle Nazioni Unite, di sviluppare le telecomunicazioni e le infrastrutture connesse.

3 5900-5950 kHz, 7300-7350 kHz, 9400-9500 kHz, 1160-1165 kHz, 12050-12100 kHz, 13570-13600 kHz, 13800-13870 kHz, 15600-15800 kHz, 17480-17550 kHz e 18900-19020 kHz.

4 Attualmente, le radiocomunicazioni utilizzano la tecnica della doppia banda laterale. L'applicazione della tecnica della banda laterale unica permetterebbe di usare un numero di canali superiore di circa una volta e mezzo, ogni canale utilizzando meno larghezza di banda, e questo aumenterebbe sensibilmente l'efficacia dell'utilizzazione dello spettro.





#### Servizi mobile e mobile da satellite

Le decisioni adottate per quanto riguarda i servizi mobile e mobile da satellite permetteranno di avere dei sistemi quali i satelliti su orbita bassa (LEO) oppure i futuri sistemi terrestri mobili pubblici di telecomunicazione (FSMTPT), nonché la corrispondenza pubblica destinata ai passeggeri di aerei di linea.

Poiché diverse attribuzioni ricercate per queste applicazioni erano situate in una regione dello spettro dove già parecchi altri sistemi sono utilizzati, principalmente servizi fisso e mobile, uno dei principali problemi è stato quello di garantire la protezione dei servizi esistenti ai disturbi, in grado di pregiudicarli anche parzialmente, suscettibili di essere generati dai nuovi servizi operanti. Le garanzie sono state date mediante la concessione di statuti diversi (sia primario, che secondario)[5] e mediante l'applicazione di una procedura di coordinamento adottata dalla CAMR-92 per le reti a satellite non geostazionario (Risoluzione COM5/8).

Trattandosi di satelliti non geostazionari, compresi i piccoli sistemi di satelliti su orbita terrestre bassa, operanti al di sotto di 1 GHz[6], sono state fatte attribuzioni a livello mondiale sia a titolo primario che secondario, offrendo così agli utilizzatori la possibilità di cercare gli investimenti finanziari necessari per le nuove applicazioni che si basano sull'SMS[7]. Inoltre, è stata fatta un'attribuzione a titolo secondario nelle bande comprese tra 312-315 MHz e 387-390 MHz al servizio mobile da satellite; questa attribuzione potrà egualmente essere utilizzata, ma non esclusivamente, dai sistemi di satellite LEO, mediante la procedura di coordinamento prevista per i satelliti che non si trovano sull'orbita dei satelliti geostazionari (COM5/8). È stata inoltre assegnata a titolo primario un'attribuzione al servizio mobile terrestre da satellite nella banda 149,9-150,05 MHz, con la riserva prevista dalla procedura di coordinamento per i satelliti non geostazionari.

Per i satelliti del servizio mobile da satellite utilizzati al di sotto di 1 GHz (compresi i grandi sistemi LEO), sono state fatte attribuzioni nelle bande all'intorno di 1,5, 1,6 e 2 GHz. Nella banda di 1,5 GHz, è stata fatta a titolo primario una nuova attribuzione al servizio mobile marittimo da satellite a 1,525-1,530 MHz nella Regione 1[8].

Inoltre, nella banda 1,525-1,530 MHz, una nuova attribuzione è stata fatta a titolo primario al servizio mobile da satellite nelle Regioni 2 e 3, nonché un'attribuzione a titolo secondario su scala mondiale al servizio mobile terrestre da satellite nella Regione 1. Una ulteriore attribuzione a titolo primario è stata anche fatta per la Regione 2 nella banda 1492-1525 MHz.

Nelle bande intorno a 1,6 GHz, è stata fatta una nuova attribuzione a titolo primario a livello mondiale al servizio mobile da satellite nelle bande 1620-1626,5 MHz (Terra verso spazio) accoppiate a 2483,5-2520 MHz (spazio verso Terra). Dato che queste bande sono anche usate dai sistemi mondiali di navigazione per l'aviazione civile (sistema mondiale di localizzazione americano GPS e sistema russo GLONASS), le reti dell'SMS dovranno essere oggetto della procedura di coordinamento elaborata per i sistemi non geostazionari, e di postille che specifichino le protezioni tecniche appropriate. Inoltre, è stata fatta un'ulteriore attribuzione su scala mondiale nella banda 1613,8-1625,5 MHz[9], a titolo secondario per l'SMS, nonché un'attribuzione ulteriore a titolo primario nella banda 1675-1710 MHz per la Regione 2, purché il servizio di meteorologia da satellite non subisca delle restrizioni dovute all'SMS. È stata anche fatta una nuova attribuzione a titolo primario all'SMS nelle Regioni 2 e 3.

Nelle bande prossime ai 2 GHz, è stata fatta una nuova attribuzione a titolo secondario per l'SMS nella Regione 2 nelle bande 1930-1970 MHz e 2120-2160 MHz, nonché una nuova attribuzione a titolo primario nella Regione 2 nelle bande 1970-1980 MHz e 2160-2170 MHz. Una attribuzione mondiale a titolo primario è stata fatta per l'SMS[10] nelle bande 1980-2010 MHz, 2170-2200 MHz e 2670-2690 MHz.

Le attribuzioni all'SMS nelle bande 20,1-20,2 GHz e 29,9-30 GHz sono passate dallo statuto secondario allo statuto primario, essendo anche state fatte attribuzioni su scala mondiale alle reti di satellite multiservizi (vedere in seguito sotto la voce Servizio generico da satellite) utilizzando antenne a fascio stretto e altre tecniche evolute di stazioni spaziali. Inoltre, nella Regione 2, lo statuto delle bande 19,7, 20,1 GHz e 29,5-29,9 GHz è stato anch'esso elevato allo statuto primario.

Per quanto riguarda l'SMS sono state fatte, ad un certo numero di paesi, numerose attribuzioni supplementari e di sostituzione, mediante apposite postille.

Per di più, la CAMR-92 ha adottato la Risoluzione COM5/11 che invita le istanze tecniche della UIT a intraprendere con sollecitudine studi tecnici e giuridici in vista della definizione di norme per regolare l'utilizzazione dei LEO, in modo da assicurare condizioni di accesso eque e normalizzate a tutti i Membri dell'UIT e tali da garantire una protezione mondiale ai servizi e ai sistemi esistenti. Detta Risoluzione sottolinea che un ben piccolo numero di sistemi LEO, che offrono una copertura mondiale, possono coesistere in una banda di frequenze qualunque e che attualmente non esistono norme di coordinamento, di spartizione e di utilizzazione di questi sistemi.

Riguardo ai futuri sistemi terrestri mobili pubblici di telecomunicazione (FSMTPT), la Conferenza ha deciso di assegnare lo statuto primario al servizio mobile in alcune bande già assegnate a titolo secondario (1700-2450 MHz), in modo da fare un'attribuzione mondiale a titolo primario per la trasmissione degli FSMTPT. Di conseguenza, al momento attuale esiste una attribuzione mondiale a titolo primario nella banda 1700-2690 MHz.

5 I servizi sono oggetto di attribuzioni che sono classificate secondo categorie in funzione della protezione loro accordata e dell'utilizzazione delle frequenze. Un servizio primario è prioritario su tutti gli altri servizi, ed un servizio accordato ha gli stessi diritti di un servizio primario in materia di protezione, salvo che per la scelta delle frequenze per le quali i servizi primari hanno la priorità. I servizi secondari non possono pretendere di essere protetti dai segnali provenienti dalle stazioni dei servizi di categorie primaria o accordata, ma hanno diritto alla protezione contro i disturbi generati da altre stazioni dei servizi secondari.

6 Facendo riferimento a satelliti non geostazionari, i sistemi LEO possono offrire nuovi servizi nelle bande di onde decametriche/metriche per assicurare comunicazioni di messaggi di base (principali), di comunicazioni di dati uni- o bi-direzionali e la localizzazione di posizione a piccoli terminali leggeri (portatili). Si possono utilizzare queste applicazioni per fini diversi: urgenze, raccolta dati, radio-messaggeria, messaggi brevi, ecc. e possono applicarsi a zone non ben servite o servite in modo insufficiente dalle telecomunicazioni. Precisamente in caso di funzionamento al di sotto di 1 GHz, esse possono anche assicurare comunicazioni mobili in tutto il mondo.

7 Le attribuzioni a titolo primario sono: 137-135,025 MHz, 137, 175-137,825 MHz, 148-149,9 MHz e 400,15-401 MHz; le attribuzioni a titolo secondario sono: 137,025-137, 175 MHz e 137,825-138 MHz.

8 Secondo il Regolamento delle radiocomunicazioni, il mondo è diviso in tre regioni: la Regione 1 (Europa/Africa), la Regione 2 (continente americano) e la Regione 3 (Asia e Australia).

9 Il servizio di radioastronomia beneficia ormai di attribuzioni a titolo primario nella banda 1610-1613,8 MHz.

10 Le bande 1970-2010 MHz, 2160-2200 MHz, 2500-2520 MHz e 2670-2690 MHz saranno disponibili a partire dal 1° gennaio 2005 e verranno sottoposte alla procedura di coordinamento dei satelliti non geostazionari, riportata nella Risoluzione COM5/8.

La Conferenza ha designato, in queste bande, le sottobande 1885-2025 MHz e 2110-2200 MHz per tutti i paesi che desiderano realizzare gli FSMTPT, poiché le bande 1980-2010 MHz e 2170-2200 MHz sono usate per le componenti spaziali. La realizzazione iniziale delle componenti di Terra degli FSMTPT è prevista per l'anno 2000, quella delle componenti da satellite nel 2010. Per proteggere i servizi esistenti, l'utilizzazione di queste bande da parte di sistemi di satelliti non geostazionari del servizio mobile da satellite sarà sottoposta alla procedura di coordinamento elaborata per i sistemi non geostazionari. La Risoluzione COM4/4 dedicata agli FSMTPT invita il CCITT a elaborare un piano di numerazione comune su scala mondiale atto a facilitare lo spostamento degli abbonati itineranti in tutto il mondo e invita il CCIR a proseguire i propri studi in vista della definizione delle caratteristiche tecniche appropriate che permettano anche di soddisfare i bisogni dei paesi in via di sviluppo e delle zone rurali.

Gli FSMTPT sono sistemi capaci di assicurare una gamma estesa di servizi (vocali e non) comprese comunicazioni personali in caso di spostamenti regionali o internazionali e che offrono buone possibilità per le zone aventi una popolazione sparsa e che dispongono di scarsi mezzi di telecomunicazione.

Infine, una attribuzione mondiale a titolo primario si è resa possibile grazie alla soppressione della restrizione relativa al servizio mobile aeronautico nel servizio mobile (1670-1675 MHz) e per l'innalzamento del servizio mobile allo stato primario nella Regione 1 (1800-1805 MHz), permettendo così di introdurre la corrispondenza aeronautica pubblica nella banda 1670-1675 MHz per le emissioni provenienti da stazioni aeronautiche e 1800-1805 MHz per quelle provenienti da stazioni di aeromobili. La corrispondenza aeronautica pubblica è il termine che designa il sistema che assicura le telecomunicazioni ai passeggeri delle linee aeree commerciali. Tre paesi della Regione 2 hanno indicato, in una postilla, che essi assicureranno la corrispondenza aeronautica pubblica nelle bande 849-651 MHz e 894-896 MHz.

Nondimento l'attribuzione a livello mondiale potrebbe a lungo termine facilitare l'utilizzazione di un sistema unico. L'utilizzazione di due bande diverse porta alla necessità, per gli aeromobili, di disporre a bordo di due tipi d'apparecchiature per poter assicurare un servizio mondiale di comunicazioni ai loro passeggeri, questo implica costi più elevati.

### SRS (sonoro e televisione ad alta definizione [HDTV])

*Radiodiffusione audionumerica*

La Conferenza ha deciso di concedere una attribuzione a titolo primario a livello mondiale al servizio di radiodiffusione da satellite e al servizio di radiodiffusione nella banda 1452-1492 MHz.

Questa banda è destinata esclusivamente all'uso della radiodiffusione numerica, denominata anche radiodiffusione audionumerica che sarà egualmente realizzata con mezzi di Terra (si veda l'ultimo paragrafo di questa sezione).

Essa ha inoltre adottato la Risoluzione COM4/W relativa all'introduzione dell'SRS sonoro nelle bande assegnate a questo servizio. In questa Risoluzione si richiede la convocazione di una conferenza, al più tardi nel 1998, per la pianificazione dell'SRS sonoro e la messa a punto di procedure intese ad assicurare una utilizzazione coordinata della radiodiffusione di Terra complementare. Questa conferenza, inoltre, sarebbe incaricata di rivedere i criteri di spartizione con i servizi esistenti.

In attesa che si tenga la conferenza incaricata di stabilire una pianificazione, l'SRS sonoro potrà venire introdotto preferibilmente nei 25 MHz superiori della banda a titolo intermedio, con la riserva di una procedura speciale destinata a proteggere i servizi esistenti (principalmente i servizi fisso e mobile), al fine di mettere in trasmissione, via satellite, la radiodiffusione audionumerica. Le stazioni di radiodiffusione di Terra complementari potranno entrare in servizio durante questo periodo intermedio con riserva di coordinamento con le amministrazioni suscettibili di esserne influenzate.

Per radiodiffusione sonora da satellite, si intende essenzialmente una radiodiffusione che consente la ricezione individuale per mezzo di ricevitori portatili e mobili aventi costo modico e antenne semplici, nelle zone rurali ed urbane.

Un considerevole numero di paesi ha dichiarato, per mezzo di postille, che assicurerà l'SRS sonoro a 2310-2360 MHz oppure a 2535-2655 MHz, e che l'SRS avrà uno statuto secondario fino al 1° aprile 2007.

La Conferenza ha adottato un'altra Risoluzione (COM5/3) che riguarda il riesame dei Piani del servizio di radiodiffusione da satellite per la Regione 1 (11,7-12,5 GHz) e per la Regione 3 (11,7-12,2 GHz) che figura in Appendice 30 del Regolamento delle radiocomunicazioni, nonché nel Piano dei collegamenti che figurano nell'Appendice 30A. In conseguenza dei progressi tecnologici registrati a partire dall'adozione di questi piani, in particolare nel dominio delle antenne per satelliti e della sensibilità dei ricevitori, si è ritenuto che una attualizzazione dei parametri tecnici permetterebbe di migliorare l'efficacia dell'utilizzazione dello spettro e dell'orbita. A questo riguardo, la Conferenza richiede la convocazione di una conferenza amministrativa delle radiocomunicazioni il cui obiettivo principale sia quello di migliorare l'utilizzazione dello spettro nell'ambito di questi piani, proteggendo tuttavia i sistemi esistenti, mantenendo il numero di stazioni dell'SRS in ogni paese ad un minimo e rispondendo ai bisogni di nuovi paesi.

Inoltre, la CAMR-92 ha deciso di richiedere al Consiglio di Amministrazione dell'UIT d'iscrivere la questione della radiodiffusione numerica sonora *di Terra* all'ordine del giorno di una prossima conferenza amministrativa delle radiocomunicazioni per la Regione 1 e per i paesi interessati della Regione 3.

In una risoluzione, la Conferenza riconosce che parecchi paesi europei prevedono di trasmettere la RAN (radiodiffusione audionumerica) a titolo interinale nelle bande delle onde metriche attribuite alla radiodiffusione e richiede al CCIR di intraprendere con urgenza gli studi tecnici pertinenti, in particolare per quanto riguarda i criteri di compatibilità e la protezione dei servizi di sicurezza che usano le bande delle onde metriche. Si prevede che la RAN verrà in generale trasmessa nell'ambito dei piani di radiodiffusione a modulazione di frequenza.

### Televisione ad alta definizione

Non è stato possibile raggiungere un compromesso su un'attribuzione di frequenze unica su scala mondiale per l'HDTV a banda larga. La Regione 1 (Europa/Africa) e la Regione 3 (Asia/Australia) hanno dunque optato per la banda 21,4-22 GHz che sarà disponibile a partire dal 1° aprile 2007. Prima di tale data, si potranno effettuare le trasmissioni dell'HDTV con la riserva di proteggere i servizi esistenti. Oltre tale data, i servizi esistenti saranno autorizzati a operare entro queste bande, purché non si generino disturbi all'SRS HDTV, né si pretenda una protezione da parte di questo servizio. Nella Regione 2 (Americhe) è stata inoltre attribuita la banda 17,3-17,8 GHz a partire dal 1° aprile 2007. La scelta di queste bande tiene conto della porzione di spettro che è attribuita all'SRS secondo i termini del Piano SRS 1977 (Regioni 1 e 3) e del Piano SRS 1983 (Regione 2).

Si possono assicurare collegamenti in HDTV su scala mondiale grazie a una nuova attribuzione al servizio fisso da satellite (27,7-30 GHz); esiste anche un certo numero di altre possibilità per collegamenti in HDTV, fra le quali la banda 18,1-18,4







GHz nella Regione 2 e la banda 24,75-25,25 GHz nella Regione 3 per le frequenze di salita. In una risoluzione la Conferenza ha sottolineato le difficoltà che incontrano i paesi posti nelle zone climatiche con forti precipitazioni a causa dell'indebolimento del segnale televisivo dovuto alla pioggia (fenomeno che aumenta con la frequenza) e chiede al CCIR di studiare i bisogni particolari di questi paesi in materia di HDTV al fine di proporre metodi tecnici appropriati per assicurare il funzionamento di un sistema di HDTV nella banda dei 12 GHz.

### Questioni varie

Date le difficoltà che incontreranno i paesi in via di sviluppo per rendere operanti le decisioni della CAMR-92 per quanto concerne il trasferimento delle loro assegnazioni in seguito alle reattribuzioni delle bande (saranno loro necessarie risorse finanziarie e competenze tecniche), la Conferenza ha adottato una Risoluzione (COM5/9) che richiede all'UIT di dare un'assistenza, precisamente finanziaria, ai paesi in via di sviluppo.

*Servizio di esplorazione della Terra, servizio di ricerca spaziale e servizio intersatelliti*

La CAMR-92 ha assegnato a titolo primario, su scala mondiale, le bande 2025-2110 MHz e 2200-2290 MHz ai servizi di ricerca spaziale, di sfruttamento spaziale e di esplorazione da satellite della Terrra ed ha fatto un'attribuzione mondiale a titolo primario per il servizio di ricerca spaziale nella banda 2110-2120 MHz. Inoltre, è stata fatta un'attribuzione nelle bande 24,45-24,75 GHz e 27-27,5 GHz su scala mondiale e a titolo primario per il servizio intersatelliti.

Inoltre, le bande appresso riportate sono state assegnate, su scala mondiale e a titolo secondario, al servizio di esplorazione da satellite della Terra: 28,5-30 GHz e 37,5-40,5 GHz. Le bande 40-40,5 GHz sono state assegnate a titolo primario a questo servizio, mentre, in virtù sia di un elevamento di statuto delle attribuzioni esistenti che di nuove attribuzioni, le bande 32-32,3 GHz, 34,2-34,7 GHz, 37-38 GHz sono state assegnate su scala mondiale e a titolo primario al servizio di ricerca spaziale. La banda 74-84 GHz è stata assegnata a questo servizio su scala mondiale e a titolo secondario.

Per di più, la Conferenza ha adottato una Risoluzione (COM4/7) che richiede siano iscritte all'ordine del giorno di una futura conferenza le questioni spaziali che non sono state trattate, in particolare per quanto riguarda il servizio di esplorazione da satellite della Terra, utilizzato per la raccolta di dati di tipo ecologico e per la sorveglianza dei dati relativi all'ambiente. La missione principale di questa futura conferenza sarebbe quella di esaminare un'assegnazione primaria comune su scala mondiale al servizio di esplorazione da satellite della Terra ed al servizio di sfruttamento spaziale nella banda 8,025-18,8 GHz e di assegnare una porzione dello spettro supplementare (intorno ai 23 GHz) al servizio intersaelliti. Un'altra Risoluzione (COM4/3) richiede la nuova attribuzione nelle bande superiori ai 20 GHz delle assegnazioni destinate alle missioni spaziali, che attualmente dispongono di una parte di spettro nella banda dei 2 GHz.

*Servizio per amatori*

Poiché la CAMR-92 non ha reso libera alcuna parte dello spettro nella banda dei 7 MHz, la Conferenza non è stata in grado di fare un'attribuzione mondiale supplementare al servizio per amatori in detta banda. Di conseguenza, ha adottato una Raccomandazione (COM4/C) con l'obiettivo di invitare una futura CAMR a esaminare la possibilità di allineare le attribuzioni ai servizi per amatori e di radiodiffusione all'intorno dei 7 MHz in modo da concedere loro un'attribuzione mondiale.

### Servizio fisso da satellite

La Conferenza non ha potuto fornire al servizio fisso da satellite la porzione di spettro necessaria per riaggiustare lo squilibrio fra le assegnazioni dei collegamenti in salita e quelle dei collegamenti in discesa dell'SFS (10-17 GHz), nelle bande di frequenza previste a questo scopo nell'ordine del giorno. Ha quindi approvato un'estensione della banda 13,75-14 GHz.

### Servizio generico da satellite

Trattandosi di un servizio generico da satellite (SGS), la Conferenza ha deciso di non proseguire l'esame di detto servizio, a causa del limitato appoggio incontrato da questa proposta. Ha ritenuto che le applicazioni previste per l'SGS potrebbero essere inserite nei servizi da satellite, fisso e mobile, a condizione che nel Regolamento delle radiocomunicazioni vengano aggiunte postille atte a tener conto di questo nuovo tipo di architettura della rete, proteggendo tuttavia i servizi esistenti. Per rispondere agli obiettivi previsti, è stato quindi deciso di assegnare lo statuto primario all'attribuzione fatta al servizio mobile da satellite nella Regione 2, a 19,7-20,1 GHZ (cioè 400 MHz) e di assegnare lo statuto primario all'attribuzione mondiale per il servizio mobile da satellite a 20,1-20,2 GHz (cioè 100 MHz) e di aggiungere la relativa postilla. La Conferenza ha adottato una Raccomandazione (COM4/D) per richiedere al CCIR di intraprendere gli studi sulle caratteristiche tecniche e sui criteri di partizione utilizzabili per le reti a satellite geostazionario multiservizio.

*Radar rilevatori di vento*

La Conferenza ha inoltre approvato una Raccomandazione (GT-PLEN/A) riguardante gli studi che il CCIR dovrà intraprendere sulle caratteristiche e le necessità dei radar rilevatori di vento per assegnare loro le bande di frequenza appropriate intorno ai 50, 400 e 1000 GHz. Questi radar vengono utilizzati dai servizi metereologici per misurare la velocità e la direzione del vento in funzione dell'altezza. Le informazioni ottenute sono indispensabili alla sicurezza della navigazione aerea, in particolare per l'atterraggio; la mancanza di tali informazioni può infatti essere collegata a parecchi incidenti aerei. Nella prosecuzione di tali studi occorrerà essere particolarmente attenti alla protezione del sistema COSPAS-SARSAT che assicura le comunicazioni di sicurezza per le navi in mare e che funziona in una delle bande di frequenza previste per i radar rilevatori di vento. Nei termini di questa raccomandazione, il Consiglio d'amministrazione è anche invitato ad iscrivere all'ordine del giorno di una futura CAMR la questione dell'attribuzione di bande di frequenze adatte ad assicurare una utilizzazione operativa dei radar rilevatori di vento.

*Servizi mobili aeronautici (OR)*

È stata apportata una prima serie di modifiche al Piano di allocazione delle frequenze del 1959 che è oggetto dell'appendice 26 e che riguarda il servizio mobile aeronautico (fuori rotta — OR — viene usato dagli aeromobili non commerciali) e, tenuto conto degli indirizzi determinati dalla Conferenza, l'IFRB porterà altre modifiche secondo un calendario che è stato approvato.

*Articoli 55 e 56 del Regolamento delle radiocomunicazioni*

Infine, la Conferenza ha concluso che non era necessario modificare l'articolo 55 del Regolamento delle radiocomunicazioni per allinearlo alla Convenzione OMI sulla salvaguardia della vita umana in mare (SOLAS) relativa al sistema mondiale di smarrimento e sicurezza in mare; in compenso è stato necessario rivedere l'articolo 56. In conformità alla Risoluzione (COM5/4), l'articolo 56 può applicarsi a titolo provvisorio fino all'entrata in

vigore della revisione del Regolamento delle radiocomunicazioni, come figura negli Atti finali della Conferenza.

*Entrata in vigore degli Atti finali*

La revisione parziale del Regolamento delle radiocomunicazioni entrerà in vigore il 12 ottobre 1993 alle ore 0001 UTC. Tuttavia alcune disposizioni possono avere effetto in date posteriori a quella della revisione parziale del Regolamento.

(4030)

## SETTIMANA DELLA CULTURA SCIENTIFICA
4-10 maggio 1992

Dopo il successo della prima Edizione della «Settimana Scientifica», svoltasi in Italia dal 18 al 23 marzo 1991, è stato deciso, sempre con il patrocinio del Ministero dell'Università e della Ricerca Scientifica e Tecnologica, di replicare l'iniziativa, stavolta durante il mese di maggio.

Tale iniziativa si è dipanata attraverso una serie di itinerari culturali, aventi come tema di collegamento, come denominatore comune di raccordo, la specificità scientifica, intesa anche come luogo «fisico» e si è svolta in moltissime città italiane, coinvolgendo quindi tutta una serie di organizzazioni in una collaborazione reciproca.

Per rendersi conto della partecipazione di queste organizzazioni, basta sfogliare il catalogo predisposto per la circostanza. È una ricchissima fonte di informazioni e diventa anche uno strumento tematico a disposizione per ampliare le nostre conoscenze.

La Scienza è rappresentata con un carattere universale; qui infatti, per cultura scientifica, si intende una serie di esperienze suffragate da un'impalcatura intellettuale, o meglio, da una forma mentis in grado di opporsi a tutti i problemi che scaturiscono dalla materia che si affronta.

Non più, quindi, «cultura scientifica» in contrapposizione a quella «umanistica», in una sorta di dicotomia che ha costituito per lungo tempo uno dei luoghi comuni dell'esistenza più difficili da scalfire, ma un unico concetto di cultura compendiato in un aspetto interdisciplinare che ne comprenda, riunificandole, le peculiarità più significative.

E il significato ultimo di questa rassegna ha proprio l'obiettivo di recuperare questa interdisciplinarietà che in epoca recente sembrava destinata ad un'irreversibile e sempre più settoriale frammentazione. Forse questo riscatto può essere facilitato dall'enorme possibilità che i mezzi di comunicazione di massa ci offrono, per recuperare in modo critico quella visione di insieme che presuppone capacità di comprensione e valutazione, unita ad una coscienza del mondo esterno sempre in relazione con noi stessi.

Ecco perché, al di là dell'effettivo coinvolgimento di tutte le organizzazioni che hanno partecipato alla manifestazione, ci sembra particolarmente significativo l'effetto dirompente della comunicazione che questa iniziativa ha provocato.

Una volta si pensava che la tecnologia avrebbe appiattito, massificato la cultura. Mentre ci può essere una nuova Koinè culturale proprio dalla mescolanza delle diverse culture, anche dalla trasmissione via cavo e via satellite, nonché realtà virtuale, cioè la possibilità di sviluppare immagini al calcolatore.

Questa crescita di conoscenza nei confronti del mondo scientifico e della tecnologia che ne deriva, destinata alle scuole, perché l'aspetto propedeutico e didattico costituisce sempre il canale privilegiato di un dialogo costruttivo e a più voci, ma anche a chi non si è mai guardato intorno con attenzione, ha trovato una corrispondenza proprio nella settimana della cultura scientifica. Perché è innegabile il suo ruolo educativo, come distruttrice di miti e fantasmi e artefice invece di intelligenza.

Come redazione di «Elettronica e Telecomunicazioni», non possiamo che esprimerci con entusiasmo sulla riuscita di questa iniziativa. La «prima volta» del Centro Ricerche RAI, presso il quale ha sede la nostra Redazione, sia pure con la riserva delle incognite che gli esordi riservano sempre, è stata estremamente soddisfacente. Le visite effettuate sono state infatti caratterizzate dalla curiosità dei partecipanti e dal loro bisogno di capire il meccanismo delle cose.

Le tecnologie illustrate al Centro Ricerche hanno avuto per protagonista indiscussa l'alta definizione che consente di ottenere immagini televisive confrontabili con quelle cinematrografiche.

Sono stati quindi presentati dei filmati ad alta definizione, ma è stata anche illustrata con un linguaggio facilmente accessibile, la formazione e lo sviluppo di questa tecnologia, corredandola di tutte le informazioni possibili: dall'impatto che potrà avere sul pubblico, alle potenzialità di conquista del mercato commerciale, all'aggiornamento della situazione sulla attuale concorrenza fra le maggiori industrie europee coinvolte.

Altre dimostrazioni hanno riguardato esempi di montaggio elettronico numerico di sequenze televisive ed operazioni, sempre in numerico, di post-produzione; il Telemeteo, un'ulteriore applicazione del Telesoftware per rendere accessibili le telefoto riprese dal satellite Meteosat; la stazione trasmittente per satellite di televisione ad alta definizione e non; la generazione di pagine di televideo in locale; il software per autonoma lettura dei non vedenti di Televideo RAI.

Accanto al Centro Ricerche, la Sede Regionale della RAI per il Piemonte, ha aperto al pubblico la sala «ENRICO MARCHESI», che contiene l'allestimento del Museo della Radio e della Televisione. D'altronde, Torino, luogo di origine della radio e della televisione, non poteva mancare a questo importante appuntamento il cui progetto è stato perseguito per anni, sia pure con alterne vicende.

Un'ultima considerazione, che scaturisce in modo logico dall'esperienza conclusa. Diventa immediato ed anche più piacevole un avvicinamento al mondo della cultura scientifica direttamente sul «campo»; si attua così una vera sperimentazione di ciò che apprendiamo in teoria.

La Scienza contribuisce all'elaborazione di una visione globale dell'Universo e lo fa senza cadere nell'ingannevole miraggio di fumose e superficiali ideologie, perché si affida alle indagini specialistiche e non impone «a priori» alcuna restrizione arbitraria. È altrettanto necessario però, che la cultura scientifica non inaridisca il suo significato in una troppo rigida delimitazione dei terreni di indagine e in un'altrettanto rigida «tecnicizzazione linguistica», che rischia di diventare incomprensibile a chi non coltiva la stessa problematica. E inoltre che non si trinceri dietro una falsa «neutralità teoretica», non andando più in là del suo specifico campo di indagine.

Può evitare questi pericoli solo a condizione che conquisti piena coscienza dei legami dialettici che la collegano alla società e particolarmente con le forze più vive che attualmente ne producono i veloci, irreversibili e radicali cambiamenti.

(G.B.) (4031)